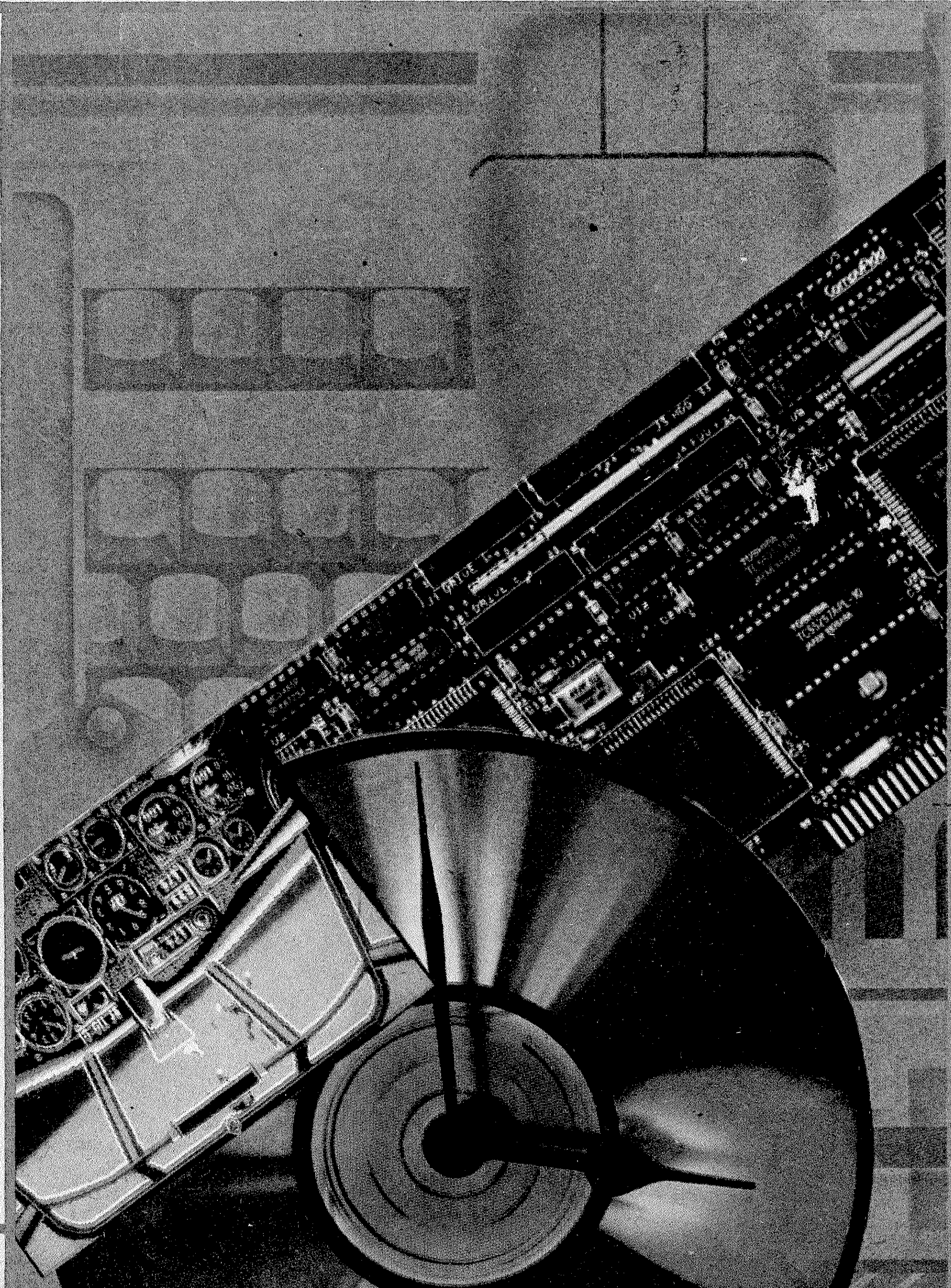
Tehnium

ANUL XXIII — NR. 274 9 / 1993

SUMAR



REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

ADRESA REDACȚIEI: „TEHNIUM",
BUCUREȘTI, PIAȚA PRESEI LIBERE NR. 1,
COD 79784, OF. P.T.T.R. 33,
SECTORUL 1, TELEFON:618 35 66—617 60 10/2059

Prețul 220 Lei

MONTAJE cu TRANZISTOARE UNIJONCȚIUNE

Tranzistoarele unijoncțiune au aplicații în diverse domenii înlocuind cu succes montaje mai complexe realizate cu alte componente electronice.

Montajele prezentate, suntem convinși, vor fi apreciate de constructori datorită imediatei lor utilități și, bineînțeles, simplității.

Astfel, în figura 1 este prezentat un circuit basculant bistabil ce are în componență tranzistorul 2N1671. Se observă că semnalul de comandă se aplică pe emitorul tranzistorului prin intermediul unei diode de tip EFD108.

Potențialul catodului diodei este fixat la o anumită valoare prin rezistoarele R1 și R2. Aplicarea unui impuls la intrarea montajului (care diminuează potențialul catodului) aduce dioda în conducție, situație care modifică potențialul tranzistorului și, în final, acesta intră în conducție. În continuare, tensiunea de emitor scade, deci și a anodului diodei care intră în blocare.

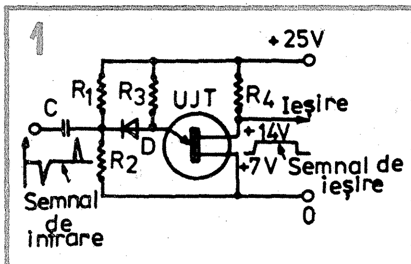
Semnalul de intrare este o succesiune de impulsuri pozitive și negative de ± 1,5 V, iar tensiunea de ieșire trece de la +7 V la +14 V și invers.

Aici frecvența maximă de lucru este de 60 kHz, dacă R1 = 6 kΩ, R2 = 0,85 kΩ, R3 = 3,3 kΩ, R4 = 2,7 kΩ, iar C = 10 nF.

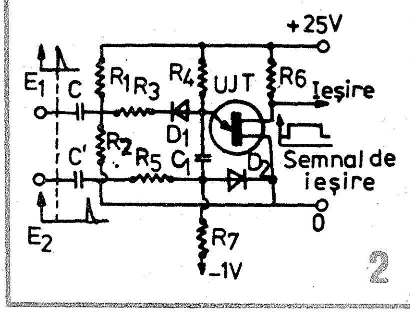
Și în figura 2 este prezentat tot un circuit basculant bistabil, dar acesta funcționează la aplicarea unor impulsuri pozitive E1 și E2.

Când tranzistorul este blocat, potențialul scăzut al emitorului este menținut de dioda D1, dioda D2 fiind blocată.

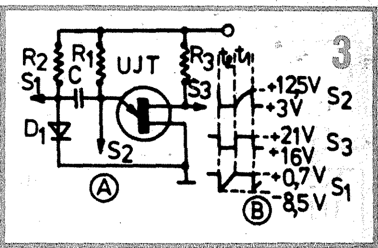
Aplicarea impulsului E1 conduce la creșterea potențalului emitorului și tranzistorul se poate amorsa.



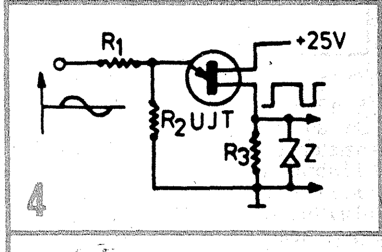
1



2



3



4

Dacă D2 nu conduce, circuitul de emitor se închide prin C1 și R7.

Aplicând un impuls pozitiv E2, acesta aduce pe D2 în conducție comutând circuitul în starea inițială. Aici impulsurile E1 și E2 trebuie să aibă amplitudini mai mari de 1 V, semnalul de ieșire fiind cuprins între 8 și 15 V, frecvența maximă având aproximativ 10 kHz.

Tranzistorul este tot un 2N1671, diodele de tip EFD, R1 = 2,7 kΩ, R2 = 870 Ω, R3 = 470 Ω, R4 = 5,6 kΩ, R5 = 1 kΩ, R6 = 2,7 kΩ, R7 = 10 kΩ, C1

CUM FOLOSIM SUPER TOOLKIT?

ing. ȘORICUȚ C.

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Propunem utilizatorilor microcalculatoarelor personale Spectrum şi compatibile (HC-85,90,91;CIP; TIM-S,COBRA) un program utilitar cu o lungime de numai 2506 octeţi dar care se remarcă prin facilităţile deosebite oferite.

Dintre performanţele programului SUPER TOOLKIT :

- trasarea şi renumerotarea liniilor de program BASIC
- listarea variabilor
- compactizare programului
- citirea header-ului
- harta memoriei
- ştergerea unor blocuri din program
- substituirea unor comenzi
- furnizarea lungimii programului,a memoriei disponibile şi a celei ocupate de variabile.

Programul este scris în întregime în cod maşină şi este în mod uzual însoţit de o demonstraţie şi un ghid de referinţă.

INCARCARE

Utilizînd ca suport al informaţiei caseta audio programul se încarcă cu:
CLEAR 62838:LOAD"48"CODE
Pentru partea demonstrativă încărcarea se face cu LOAD"demopart1".

LANSARE

După încărcarea corectă a programului activarea se face cu:
RAND USR 62839
Deoarece programul foloseşte întreruperile este necesar să fie dezactivat înainte de a rula orice cod maşină care utilizează întreruperile.
Dezactivarea se face cu:
RAND USR 62848
Comanda NEW dezactivează programul
Deasemenea după RUN programul se reactivează cu REM sau PRINT.

APELARE RUTINE

Apăsînd simultan ENTER şi una din tastele de mai jos se obţine:

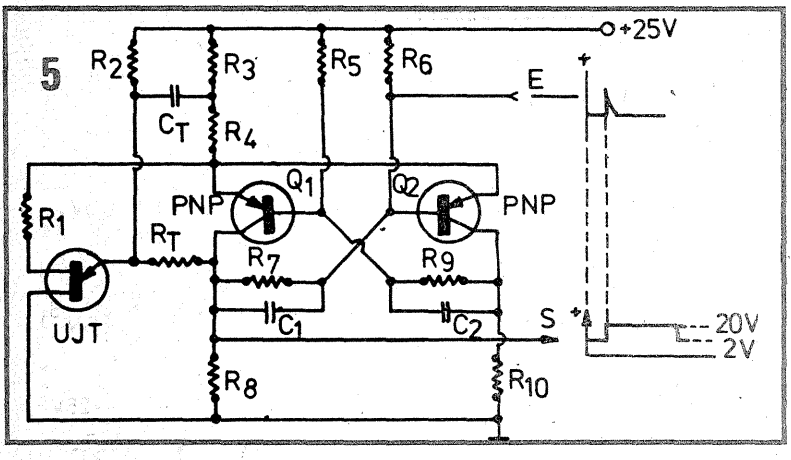
R- renumerotare linii
L- listare variabile
K- substituire comenzi
B- ştergere bloc program
M- harta memoriei
H- citire header
C- compactizare program
T- activare trasare
D- dezactivare trasare
P- lungime program
V- lungime zonă variabile
F- memorie liberă

DESCRIERE

RENUMEROTARE

In elaborarea unui program în mod obişnuit apar modificări care îl fac greu de urmărit şi depanat sau în unele cazuri sîntem puşi în situaţia imposibilă de a introduce o linie de program între două linii cu numere succesive.
O altă variantă întîlnită de programatorii cu experienţă la programele foarte lungi este depăşirea valorii maxime a numărului de linie .

Soluţia în cazurile enunţate este rutina de renumerotare a liniilor.
In afară de renumerotare rutina asigură modificarea corespunzătoare a etichetelor din GO TO,GO SUB,RUN RESTORE, LINE păstrînd structura logică a programului.
ATENTIE! Nu sunt reactualizate etichetele care se referă la numere de linii inexistente sau rezultate din calcule.
Cu toate că rutina este protejată împotriva erorilor este util a se face o copie a programului înainte de renumerotare.
Parametri ceruţi după apelarea rutinei de renumerotare sînt numărul de linie de la care se începe şi



= 5 nF, C2 = 20 nF.

Un alt montaj interesant cu un tranzistor unijoncţiune îl constituie multivibratorul astabil.

După cum este binecunoscut, multivibratorul astabil oscilează singur, neavând nevoie de semnele de comandă.

Un astfel de montaj (figura 3) generează semnale cu perioadele t1 şi t2, în care perioada totală este T = t1 + t2, iar frecvenţa de oscilaţie f = 1/T.

În prima perioadă a ciclului, C se încarcă prin R1 şi D1. Dacă tensiunea emitorului atinge pragul de amorsare, aceasta scade imediat şi dioda se blochează.

În ciclul următor, C se descarcă prin R2 şi emitor.

Semnalele de forma indicată în figura 3 se pot culege din S1 şi S2 sub formă de dinte de ferăstrău, sau sub formă dreptunghiulară în S3.

Spre a obţine un semnal cu frecvenţa de 20 kHz trebuie ca R1 = 10 kΩ, R2 = 27 kΩ, R3 = 47 Ω, şi C = 3,3 nF.

Ca formator de impulsuri se utilizează montajul triger, ilustrat în figura 4, la care dacă aplicăm o tensiune sinusoidală, la ieşire se obţine o tensiune rectangulară. Aici tranzistorul este tot un 2N1671, dioda un PL6 iar R1 = 1 kΩ, R2 = 33 kΩ, R3 = 1,5 kΩ.

Cu două tranzistoare pnp şi un TUJ se poate construi un multivibrator monostabil.

Cele două tranzistoare pnp formează un circuit bistabil iar tranzistorul unijoncţiune un circuit de temporizare (figura 5).

În repaos, Q2 este blocat, tensiunea sa de emitor fiind scăzută.

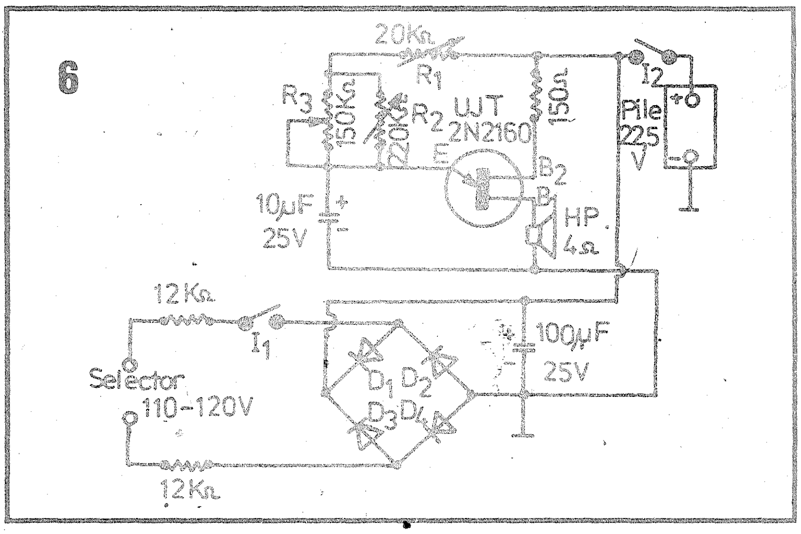
Dacă se aplică un impuls pozitiv pe baza lui Q2, circuitul basculează, tensiunea pe emitorul TUJ creşte şi acesta amorsează cu o temporizare dată de Rt şi Ct. Încărcarea şi descărcarea condensatorului Ct determină timpii de basculare şi revenire ai montajului.

Având Rt = 100 kΩ, Ct = 1 µF, perioada este de 100 ms. Aici R1 = 470 kΩ, R2 = 1,2 MΩ, R3 = 5,6 kΩ, R4 = 260 Ω, R5 = R6 = 47 kΩ, R7 = 15 kΩ, R8 = 1 kΩ, R9 = 15 kΩ, R10 = 1 kΩ, C1 = C2 = 10 nF.

Cu un tranzistor din aceeaşi categorie, se poate construi un metronom ca în figura 6, unde alimentarea este de 22,5 V cu negativul la masă. Frecvenţa de oscilaţie se poate regla din R3, a cărei valoare este de 150 kΩ.

Astfel, se pot obţine între 40 şi 220 bătăi pe minut.

Metronomul poate fi alimentat şi din reţeaua de curent alternativ după cum este ilustrat (dar numai 110 V).



Importante în acest montaj sunt cele două rezistoare de 12 kΩ ce asigură un consum de 4 mA.

pasul(distanţa dintre două linii succesive).
Valorile implicite sînt:
- nr. primei linii=10
- pasul=10

Acestea sînt selectate cînd se răspunde cu ENTER la solicitarea de a introduce parametrii.

LISTARE VARIABILE

Această rutină listează toate variabilele înîlnite în program exceptînd pe cele tip tablou care pot fi de dimensiuni foarte mari.După apelarea rutinei variabilele listate pe ecran la comanda COPY sînt tipărite la imprimantă.

Dacă numărul variabilelor depăşeşte un ecran apare mesajul "scroll?" la care se răspunde cu "Y" pentru a permite şi listarea celorlalte variabile.

Această rutină poate bloca în unele cazuri sistemul din acest motiv nu se recomandă folosirea ei.

COMPACTIZARE

Apelarea acestei rutine duce la o reconfigurare a programului astfel încît să ocupe un minim de spaţiu în memorie.

Funcţionarea programului nu este afectată dar viteza de execuţie creşte iar spaţiul de memorie economisit poate fi folosit în alte scopuri.

STERGERE BLOCURI

In BASIC pentru a şterge o linie se introduce numărul acesteia urmat de ENTER, operaţie anevoioasă în cazul în care se doreşte ştergerea multor linii, existînd riscul ca în urma unei greşeli de tatare să pierdem linii utile.

Introducînd parametri ceruţi după apelarea rutinei se pot şterge în siguranţă blocuri oricît de mari chiar dacă poate dura pînă la 1 minut

CITIRE HEADER

Această rutină la apelare ne poate oferi următoarele informaţii despre un bloc de pe bandă:
- numele şi tipul blocului
- lungimea
- numărul liniei de autostart (dacă e cazul)
- adresa de start (dacă e scris în cod maşină)

Rutina este funcţională şi în cazul blocurilor de date (fişiere).

HARTA MEMORIEI

Oferă date privind configuraţia memoriei astfel:
-MICRODRIVE MAPS:xxxxx
-CHANEL INFO:xxxxx
-PROGRAM ADRESS:xxxxx
-VARIABLE ADRESS:xxxxx
-CALCULATOR STACK:xxxxx
-MACHINE STACK:xxxxx
-RAMTOP:xxxxx

TRASAREA

Prin trasare se înţelege urmărirea succesiunii de parcurgere a liniilor în paralel cu execuţia unui program BASIC.

Astfel comanda RUN are ca efect rularea programului doar cît utilizatorul ţine apăsată o tastă (preferabil SHIFT pentru a nu fi produse interferenţe cu programul rulat).

Simultan cu execuţia în colţul din dreapta jos apare numărul liniei şi al instrucţiunii care este în execuţie încadrate în paranteze drepte.

Astfel un program poate fi uşor depanat rulîndul "pas cu pas" prin apăsări scurte pe SHIFT.

NOTA: Dacă după dezactivare programul rulează tot în mod "trasare" la încheierea execuţiei se dă o comandă neoperantă (REM, PRINT) urmată de ENTER apăsat simultan cu "D".

MEMORIA LIBERA
MEMORIA OCUPATA DE PROGRAM
MEMORIA OCUPATA DE VARIABILE

Aceste rutine oferă informaţii privind lungimea programului BASIC, lungimea zonei ocupate de variabile şi lungimea zonei libere de memorie.

Toate aceste date sînt exprimate în octeţi.

Lungimea totală a spaţiului disponibil în memorie este de aproximativ 40 ko.

POLARIZAREA TRANZISTOARELOR BIPOLARE

ing. ȘERBAN NAICU

(URMARE DIN Nr. TRECUT)

Se poate observa din relația de mai sus că I_C (curentul de colector al tranzistorului funcționând în regiunea activă normală) este independent de polarizarea colectorului (E_C).

Pentru a obține un curent de colector (I_C) independent de β (care variază mult cu creșterea temperaturii) este necesar ca: $(\beta+1)R_E \gg R_B$.

În această situație,

$$I_C = \frac{\beta(E_B - U_{BE})}{(\beta+1)R_E} = \frac{\beta}{\beta+1} \cdot \frac{E_B - U_{BE}}{R_E} = \frac{\beta}{\beta+1} I_E \Rightarrow I_C = \frac{\beta}{\beta+1} I_E \simeq \text{const. independent de } \beta.$$

Pentru a respecta condiția impusă $(\beta+1)R_E \gg R_B$ este necesar să se aleagă R_B foarte mică. Valoarea ei nu se poate micșora prea mult deoarece în acest caz semnalul de intrare (aplicat de obicei pe bază) ar fi o scurtcircuitare la masă prin sursa E_B.

Față de schema din figura 11 care ar conduce la valori R_B mari (ce nu ar satisface condiția de mai sus) se preferă varianta cu divizor rezistiv în bază (figura 10) unde $R_B = \frac{R_{B1} \cdot R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}$. Rezistoarele R_{B1} și R_{B2} pot fi alese de valoare suficient de mică pentru ca R_B să satisfacă condiția de mai sus.

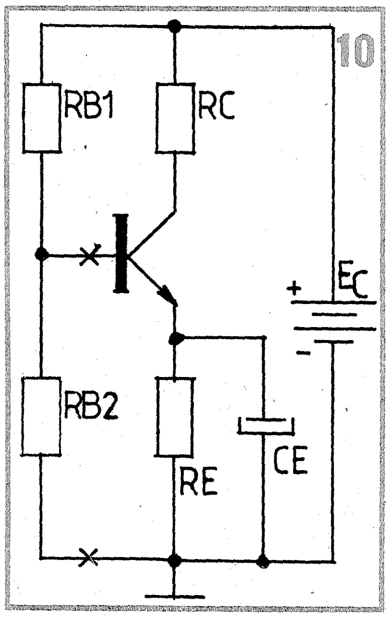
În dimensionarea divizorului R_{B1}, R_{B2} se va ține cont și de curentul prin divizor: $I_D \geq 10\ I_B$.

Pentru respectarea inegalității de mai sus s-ar putea încerca mărirea lui R_E. În practică nu se poate mări prea mult R_E deoarece o parte prea mare din tensiunea de alimentare (E_C) se pierde la bornele lui R_E. De obicei R_E se alege de ordinul kΩ, astfel încât $R_E I_E \simeq 3 \div 4$ V (deci destul de mare față de $U_{BE} = 0{,}65$ V la tranzistoarele cu siliciu), respectiv $R_E I_E \simeq 1 \div 2$ V (la tranzistoarele cu Ge la care $U_{BE} \simeq 0{,}2$ V).

Pentru a nu produce o scădere a amplificării etajului, R_E se decuplează în c.a. cu un condensator de valoare mare, C_E (montat în paralel cu ea). Condiția de alegere a acestui condensator este ca reactanța sa capacitivă să fie neglijabilă față de valoarea rezistenței de emitor $\left(\frac{1}{\omega C_E} \ll R_E\right)$.

Revenind la graficul din figura 6, care prezintă caracteristica din circuitul de intrare a tranzistorului în conexiunea EC, în care I_B = constant, se observă în caracteristicile de ieșire ale circuitului (fig. 7 și fig. 8) mutarea P.S.F. pe dreaptă de sarcină o dată cu creșterea temperaturii, din cauza creșterii lui β. În absența unei măsuri de stabilizare (insensibilizare) a P.S.F. cu temperatura, va rezulta deci o creștere importantă a curentului de colector cu temperatura (la același curent de bază) ceea ce ar putea duce tranzistorul în stare de saturație și determina inutilitatea montajului.

Să vedem în continuare cum se dimensionează rezistențele (R_B și R_E) din circuitul de polarizare. Pentru a obține o insensibilizare cu temperatura a P.S.F. se impune ca valoarea curentului de colector să se afle între două limite $I_C(T_1)$ și $I_C(T_2)$, aflate în porțiunea liniară a caracteristicilor.



sibil la variația principalilor săi parametri de regim static: I_{CBO}, U_{BE} și β.

Se poate exprima variația lui I_C funcție de acești trei parametri astfel:

$$\Delta I_C = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}} \Delta I_{CBO} + \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} \Delta U_{BE} + \frac{\partial I_C}{\partial \beta} \Delta\beta$$

Cei trei factori: $S_I = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CBO}}$, $S_U = \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}}$ și $S_\beta = \frac{\partial I_C}{\partial \beta}$ se numesc factori de sensibilitate.

Variația totală a curentului de colector va fi:

$$\Delta I_C = S_I \cdot \Delta I_{CBO} + S_U \cdot \Delta U_{BE} + S\beta \cdot \Delta\beta$$

Să vedem ce influență au acești factori asupra variației curentului de colector.

În cazul înlocuirii tranzistorului, datorită dispersiilor de fabricație ΔI_{CBO}, ΔU_{BE} și $\Delta\beta$ pot fi oarecare (negative sau pozitive) putându-se chiar compensa parțial între ele.

Dar în cazul creșterii temperaturii?

Atunci I_{CBO} crește, U_{BE} scade și β crește, la aproape toate tranzistoarele. Deci, în mod obișnuit avem:

$\Delta I_{CBO} > 0$, $\Delta U_{BE} < 0$, $\Delta\beta > 0$.

Factorul S_I fiind întotdeauna pozitiv, creșterea lui I_{CBO} determină creșterea lui I_C.

Când U_{BE} scade, în circuitul EB rămâne disponibilă o tensiune mai mare care va determina creșterea curenților I_E și I_B, deci și I_C. Deci factorul S_U este negativ.

Creșterea lui β determină creșterea curentului de colector. Deci, $S\beta$ este pozitiv.

Rezultă astfel că toți cei trei parametri din relația curentului de colector sunt pozitivi, la creșterea temperaturii toți contribuind la creșterea lui I_C.

La variația temperaturii între limitele T_1—T_2 ($T_2 > T_1$) parametrii tranzistorului vor avea valorile:

$\beta(T_1) < \beta(T_2)$, $U_{BE}(T_1) > U_{BE}(T_2)$ și $I_{CBO}(T_1) < I_{CBO}(T_2)$.

Pentru tranzistoarele cu siliciu neglijăm I_{CBO}.

Conform celor arătate mai sus obținem valorile curenților:

$$I_C(T_1) = \frac{\beta(T_1)\,[E_B - U_{BE}(T_1)]}{R_B + [\beta(T_1) + 1)]\,R_E}$$

$$I_C(T_2) = \frac{\beta(T_2)\,[E_B - U_{BE}(T_2)]}{R_B + [\beta(T_1) + 1]\,R_E}$$

Considerând $\beta \gg 1$ rezultă:

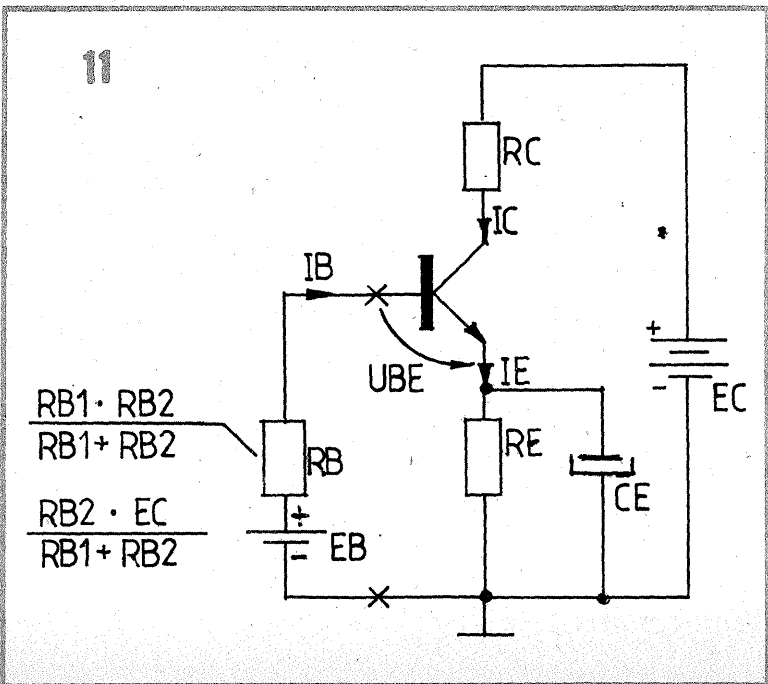
$$R_B = \frac{U_{BE}(T_2) - U_{BE}(T_1) + [I_C(T_2) - I_C(T_1)]R_E}{\frac{I_C(T_1)}{\beta(T_1)} - \frac{I_C(T_2)}{\beta(T_2)}}$$

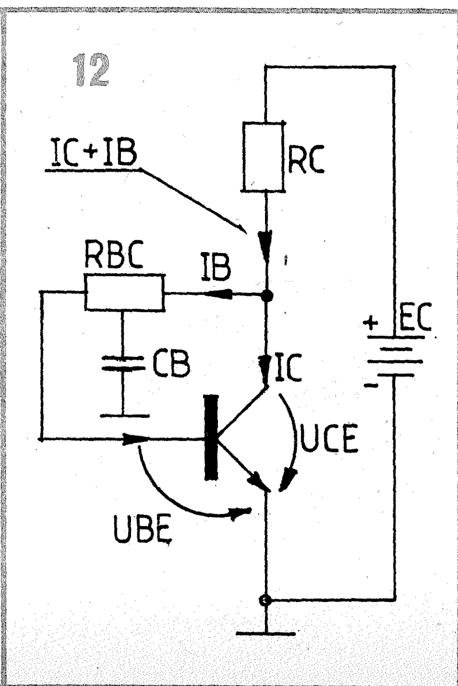
Dacă R_E a fost aleasă ținând cont de prescripțiile de mai sus, rezultă R_B și deci circuitul de polarizare a fost proiectat.

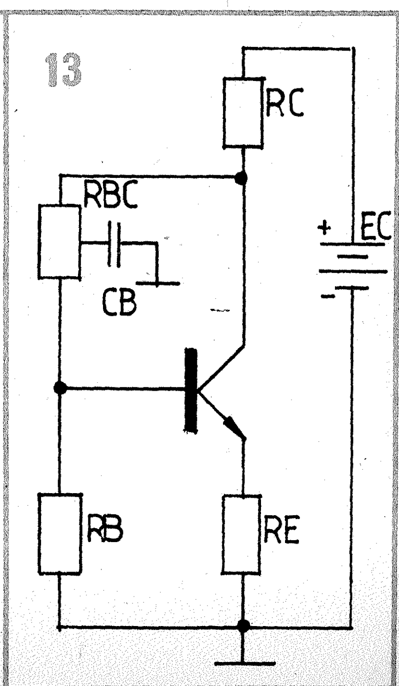
S-a arătat deja că pentru a ne păstra în regiunea liniară a caracteristicilor este de dorit ca I_C în P.S.F. să varieze cât mai puțin cu temperatura, deci să fie cât mai puțin sensibil la variația principalilor săi parametri de regim static.

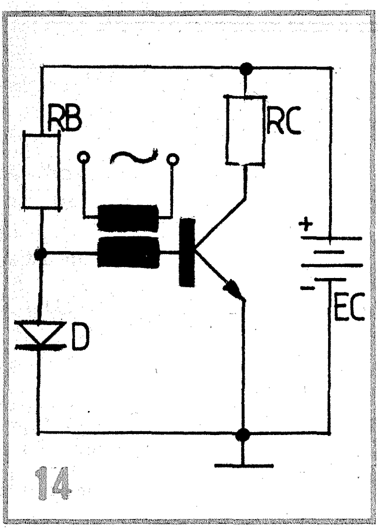
Este evident că, pentru insensibilizarea punctului de funcționare (deci, stabilizarea lui) este indicat ca toți cei trei factori de sensibilitate să fie cât mai mici. Din contră, cu cât ei sunt mai mari influența lui I_{CBO}, U_{BE} și β asupra circuitului este mai mare, deci stabilizarea P.S.F. mai slabă.

De obicei, la tranzistoarele cu Si, cel mai important este cel de-al









doilea termen (S_U), iar la cele cu Ge primul termen (S_I), la temperaturi în gama normală de lucru.

Pentru temperaturi în afara gamei obișnuite importanța termenilor se schimbă.

În primul rând trebuie definită gama temperaturilor joase și înalte, ca fiind diferită la tranzistoarele cu Ge față de cele cu Si (datorită valorilor foarte diferite ale lui I_{CBO}). Astfel, limita între temperaturile joase și înalte se consideră 0°C la tranzistoarele cu Ge și 60°C la cele cu Si.

Astfel, la temperaturi joase (negative pentru tranzistoarele cu Ge) I_{CBO} scade exponențial și deci factorul S_I își pierde din importanță, trecând de pe locul doi sau chiar trei în ordinea ponderii asupra lui I_C.

De aceea efectul termenului $S_I \cdot I_{CBO}$, important la temperaturi ridicate, se mai numește „efect de temperaturi înalte".

La temperaturi scăzute ponderea termenului $S_U U_{EB}$ este cea mai mare, de aceea efectul acestui termen se mai numește „efect de temperaturi joase".

Stabilizarea P.S.F. cu rezistență serie în emitor este foarte bună, dar, pe rezistorul R_E se disipă inutil o bună parte din putere, lucru admisibil doar la circuitele de putere mică.

La circuitele de putere mare acest lucru determină scăderea randamentului, fiind necesară căutarea unei alte soluții.

Aceasta ar putea consta din introducerea unei rezistențe între colector și bază R_{BC} (figura 12).

Curentul de bază va avea expresia:

$$I_B = \frac{U_{CE} - U_D}{R_{BC}},$$ unde U_D este tensiunea de deschidere a joncțiunii BE, iar tensiunea U_{CE} va fi: $U_{CE} = E_C - R_C I_C$.

La creșterea temperaturii va crește I_C, deci căderea de tensiune pe R_C, rezultând o scădere a lui U_{CE}.

Din relația curentului de bază se vede că scăderea lui U_{CE} determină micșorarea acestuia (I_B), ceea ce determină și micșorarea lui I_C.

Deci, prin R_{BC} se realizează o reacție negativă care conduce la insensibilizarea P.S.F.

Pentru a nu influența regimul de curent alternativ se desface R_{BC} în două rezistoare, iar capătul comun se pune la masă prin CB.

În figura 13, se prezintă un circuit de stabilizare a P.S.F. cu rezistență în emitor. În acest fel se introduce și o relație paralel. Schema este utilizabilă la puteri medii.

Cunoscându-se P.S.F se poate determina R_{BC} cu relația:

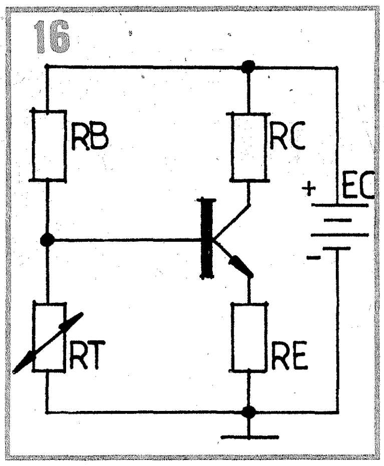
$$R_{BC} = \beta \frac{U_{CE} - U_D}{I_C}.$$

b) METODE NELINIARE

Metodele neliniare de stabilizare a P.S.F. utilizează elemente neliniare (diode, termistoare) dependente de temperatură, în vederea îmbunătățirii performanțelor circuitelor la schimbarea condițiilor de mediu.

În figura 14, se asigură compensarea termică printr-o diodă polarizată direct, conectată în locul rezistorului R_{B2} din figura 3.

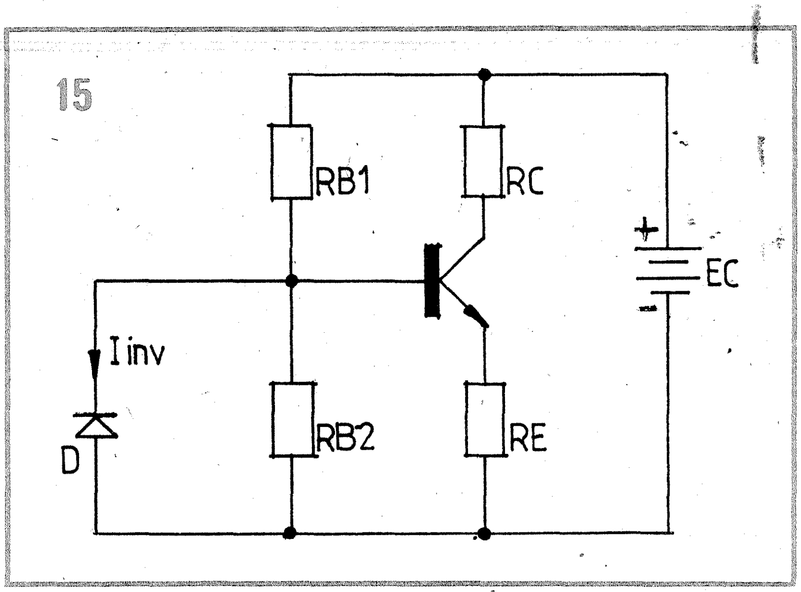
Dioda asigură practic o compensare a lui U_D cu temperatura astfel: fiind construită din același material semiconductor cu tranzistorul (Si sau Ge) tensiunea de pe diodă va



scădea la fel ca și U_D a tranzistorului, la creșterea temperaturii. R_B va avea o valoare suficient de mare pentru a asigura un curent constant prin diodă. Curentul de colector ar avea tendința să crească. Dar va apare o scădere și a lui U_D cu temperatura.

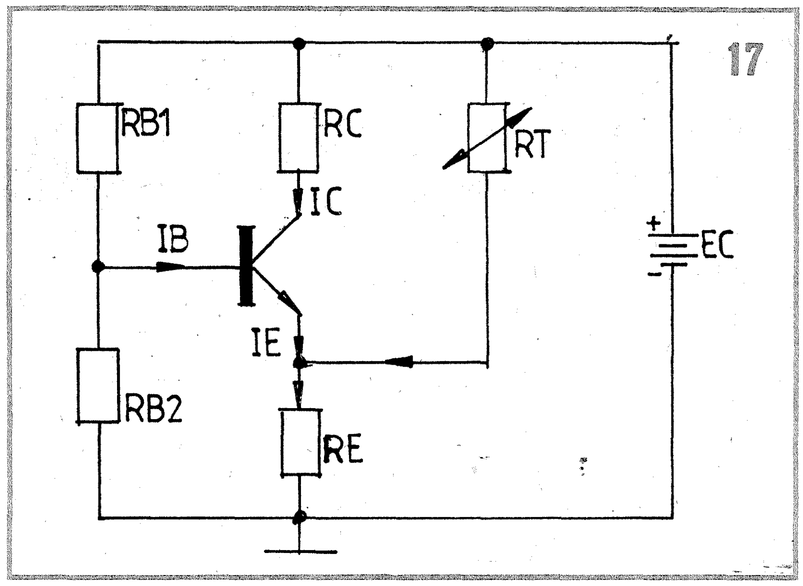
Schema prezentată compensează doar variația lui U_D cu temperatura nu și a lui I_{CBO}. De aceea schema se va utiliza doar la tranzistoare cu Si, la care I_{CBO} este neglijabil.

Impedanța de intrare fiind foarte mică (dioda polarizată direct), semnalul alternativ nu se poate aplica



pe diodă, deoarece ar fi pus la masă. Semnalul se va aplica printr-un transformator de cuplaj.

Pentru compensarea lui I_{CBO} cu temperatura se utilizează schema din figura 15, care folosește o diodă polarizată invers. Prin diodă trece curentul invers (I_{inv}) care este egal cu curentul rezidual I_{CBO}, dacă dioda și tranzistorul sunt din același material semiconductor și sunt plasate în apropiere. Deci, curentul re-



zidual al tranzistorului, închizându-se prin diodă, nu va mai influența polarizarea bazei tranzistorului, deci a P.S.F.

O altă compensare neliniară se poate realiza utilizând termistoare cu coeficient de temperatură negativ (NTC) în circuitul bazei (figura 16) sau al colectorului (figura 17).

Pentru a realiza o compensare a creșterii lui I_C cu temperatura (datorită tuturor parametrilor) este necesar ca termistorul să se afle în contact termic cu tranzistorul.

La circuitul din figura 16 se observă că, la o creștere a temperaturii, I_C are și el tendința să crească. Dar rezistența termistorului scade cu temperatura ceea ce va determina un potențial mai mic aplicat bazei de către divizorul de polarizare (R_B, R_T). Deci I_B va scădea, antrenând scăderea și a curentului de colector.

Stabilizarea cu termistor este utilizată la amplificatorul în contratimp.

O altă schemă de stabilizare cu termistor este dată în figura 17. Atunci când temperatura crește, rezistența termistorului (R_T) scade, crescând curentul de emitor, ceea ce duce la mărirea căderii de tensiune pe R_E. Acest lucru reduce polarizarea suplimentară a joncțiunii EB, determinând scăderea lui I_B și implicit a lui I_C.

Pagini realizate în colaborare
cu MINISTERUL TINERETULUI şi SPORTULUI

OSCILATOARE

ing. CLAUDIU IATAN

(URMARE DIN Nr. TRECUT)

Acest oscilator are avantajul că este simplu şi foarte stabil. Având în vedere că în timpul funcţionării tubului electronic rezistenţa negativă îşi schimbă valoarea, acest tip de oscilator este puţin folosit în practică. Un alt tip de oscilator cu rezistenţă negativă este oscilatorul tranzitron, echipat cu pentodă. La scăderea tensiunii aplicate pe grila supresoare (g3) o mare parte din electronii emişi de catod sunt obligaţi să se îndrepte spre grila ecran (g2) în loc să meargă spre anod, mărind astfel curentul de ecran. O dată cu scăderea tensiunii grilei supresoare va scădea şi tensiunea grilei ecran, deci în circuitul acesteia va apare o rezistenţă dinamică negativă. Rezistenţa negativă care apare între grila ecran şi catod este aplicată prin intermediul unui condensator de mică reactanţă în paralel pe circuitul oscilant LC. Frecvenţa de oscilaţie este egală cu frecvenţa de rezonanţă a circuitului LC.

$f = fo = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$. Acest tip de oscilator are un conţinut redus de armonici, însă amplitudinea oscilaţiilor generate este mică şi nu este foarte stabil.

Un oscilator cu frecvenţă de oscilaţie variabilă (VFO) trebuie să îndeplinească următoarele condiţii principale:

— oscilaţia generată să fie cât mai stabilă ca frecvenţă;

— forma oscilaţiei generate să fie cât mai apropiată de cea sinusoidală (amplitudinea armonicilor cât mai mică);

— tensiunea de ieşire să fie cât mai constantă în banda de lucru.

Există o serie de factori care influenţează aceşti parametri. Principalele cauze care determină instabilitatea unui oscilator sunt:

— variaţia temperaturii şi umidităţii mediului ambiant;

—variaţia tensiunilor de alimentare;

— variaţia impedanţei de sarcină a oscilatorului;

— deformaţiile mecanice ale pieselor şi influenţa cuplajelor electrice şi magnetice;

— variaţia în timp a elementelor circuitului oscilant din cauza îmbătrânirii materialelor.

Binecunoscuta formulă a lui Thompson:

(15)

$$f = \frac{\epsilon_1}{2\sqrt{LC}}$$

ne permite calculul frecvenţei de rezonanţă a circuitului oscilant în funcţie de valoarea inductanţei L şi a capacităţii C a acestuia. Din relaţia de mai sus se vede că frecvenţa este invers proporţională cu radicalul produsului celor două mărimi (L, C). Având în vedere relaţia de mai sus, este evident că pentru a obţine oscilaţii cu o frecvenţă stabilă trebuie să asigurăm stabilitatea inductanţei L şi capacităţii C faţă de factorii destabilizatori enumeraţi mai sus.

Dacă luăm în considerare formula care dă capacitatea unui condensator variabil cu dielectric aer

(16)

$$C = \frac{\epsilon S}{4\pi d},$$ în care:

ϵ — este constanta dielectrică a dielectricului (în cazul de faţă egal cu 1); S — suprafaţa plăcilor condensatorului; d — distanţa dintre acestea. Reiese clar că variaţiile de temperatură influenţează asupra mărimii geometrice a plăcilor condensatorului modificându-i capacitatea şi implicit variaţia frecvenţei oscilatorului.

Variaţia umidităţii, de asemeni poate afecta valoarea constantei dielectrice ϵ, iar vibraţiile mecanice pot determina variaţii ritmice ale distanţei dintre plăcile condensatorului.

În cazul bobinelor de inductanţă fără carcasă variaţiile de temperatură produc dilatări sau contractări ale conductorului din care este realizată bobina, ceea ce are ca urmare variaţii corespunzătoare ale diametrului, respectiv razei spirelor şi a distanţei dintre ele, care în final conduce la modificări în valoarea inductanţei şi implicit a frecvenţei oscilatorului. Vibraţiile mecanice conduc la variaţii ritmice ale distanţei dintre spire care au ca efect variaţii corespunzătoare ale inductanţei. Pentru evitarea sau micşorarea la un nivel admisibil a variaţiilor de inductanţă şi de capacitate şi respectiv a variaţiilor frecvenţei de rezonanţă a circuitului oscilant se impun următoarele:

— folosirea de condensatoare cu coeficienţi de temperatură cât mai reduşi;

— utilizarea de condensatoare variabile cu dielectrici aer cu plăci groase frezate;

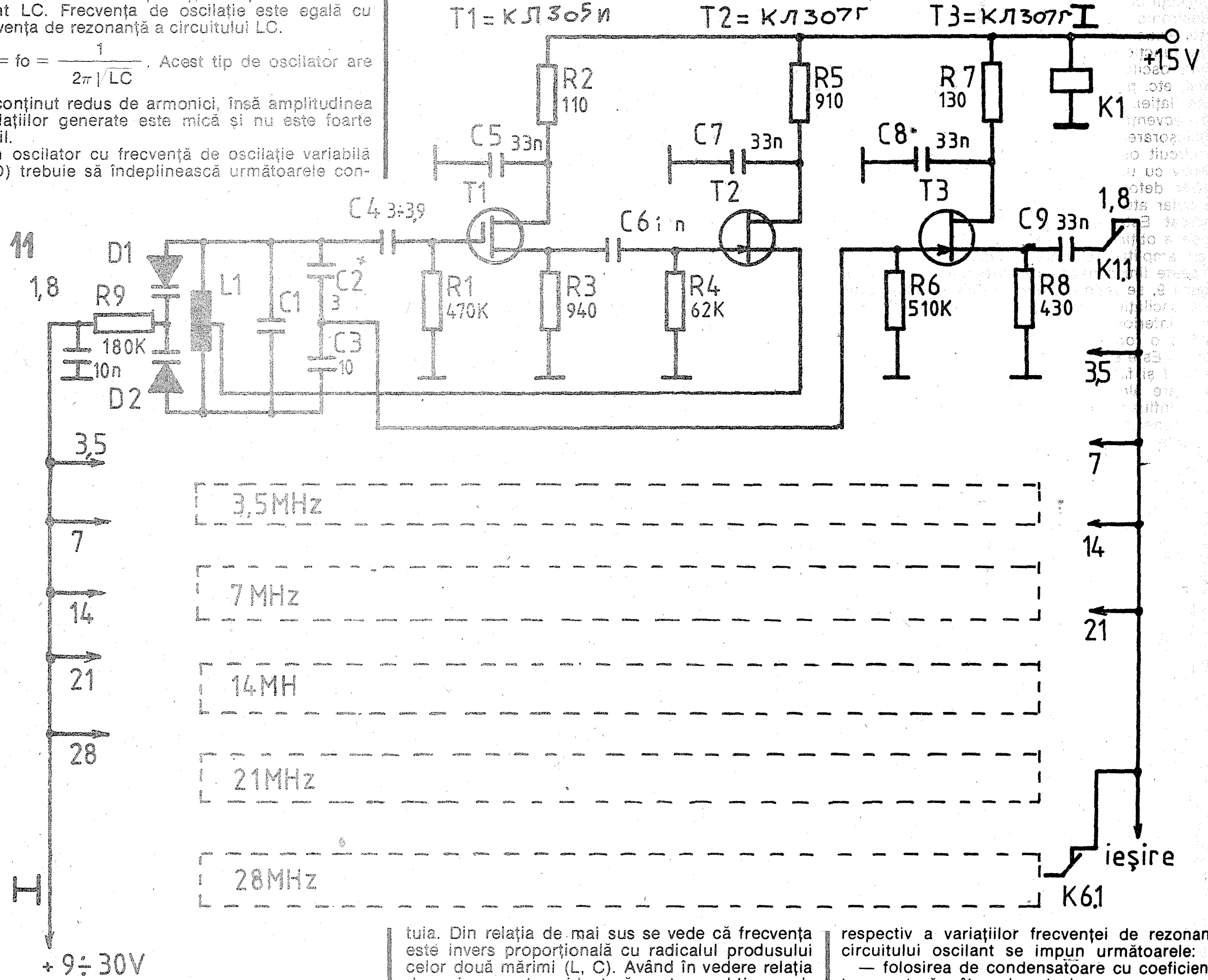
— realizarea de bobine pe carcase cu coeficient de dilatare cât mai mic, prevăzute cu şanţuri;

— încălzirea conductorului când se execută bobinajul;

— montarea elementelor circuitului oscilant cât mai departe de sursele de căldură;

— folosirea condensatoarelor cu compensarea coeficientului de temperatură.

În continuare să vedem care este efectul apariţiei armonicilor asupra frecvenţei generate şi asupra stabilităţii acesteia. Aşa cum se ştie, în timpul oscilaţiei, are loc un schimb periodic de energie între condensator şi bobina de inductanţă. Dacă frecvenţa oscilaţiilor este egală cu frecvenţa de



rezonanță a circuitului și nu există armonici atunci energia reactivă înmagazinată în condensator este egală cu cea înmagazinată de bobina de inductanță.

Dacă dintr-o cauză oarecare sinusoida se deformează și apar armonici, atunci curentul și respectiv energia din ramura capacitivă cresc, iar curentul și respectiv energia din ramura inductivă scad.

Pentru a se explica acest fapt, este suficient să ne reamintim că reactanța capacitivă este invers proporțională cu frecvența: $X_C = \frac{1}{2\pi fC}$ iar reactanța inductivă proporțională cu frecvența: $X_L = 2\pi fL$.

În concluzie, pentru frecvențe mai mari, așa cum sunt armonicile, reactanța ramurii capacitive crește. Pentru refacerea echilibrului între energiile acumulate de condensator și bobină este necesar ca frecvența să scadă puțin, astfel încât X_L să devină egal cu X_C. O primă concluzie: datorită armonicilor, frecvența generată de oscilator (f) va fi ceva mai mică decât frecvența de rezonanță (f_0) a circuitului oscilant fără pierderi. O a doua concluzie: cu cât armonicile sunt mai numeroase cu atât diferența între f și f_0 va fi mai mare. Să vedem care sunt cauzele deformării sinusoidei și respectiv ale apariției armonicilor și implicațiile asupra stabilității frecvenței.O primă cauză iminentă oricărui oscilator de acest gen este prezența în circuitul oscilant a rezistenței R și legat de aceasta necesitatea compensării pierderilor prin injecții de energie efectuate cu ajutorul tubului electronic sau tranzistor, etc. În această situație este evident că variațiile ce pot surveni în regimul de funcționare al tubului, tranzistor oscilator, datorită oscilației tensiunilor de alimentare, ale sarcinii, etc. pot atrage după sine variații ale formei oscilației. Acestea la rândul lor determină variația frecvenței oscilațiilor generate. Soluția pentru micșorarea acestui neajuns este utilizarea unui circuit oscilant cu pierderi cât mai reduse, respectiv cu un factor de calitate Q cât mai ridicat. Dar deformarea sinusoidelor se poate produce chiar atunci când Q-ul circuitului este relativ ridicat. Este vorba de cazurile când, din dorința de a obține la ieșirea etajului oscilator oscilații cu amplitudine mare, se mărește reacția cu mult peste limita necesară întreținerii oscilațiilor. În figura 9, se vede că, datorită amplitudinii prea mari a oscilațiilor, acestea sunt puternic limitate în cotul inferior și în cel superior al caracteristicii căpătând o formă trapezoidală, foarte bogată în armonici. Este evident că în această situație ecartul între f și f_0 fiind mare, variațiile regimului de funcționare ale tubului sau tranzistorului oscilator, pot influența în mare măsură frecvența oscilațiilor generate.

Din cele arătate mai sus rezultă că factorul de calitate Q al circuitului oscilant are influențe directe asupra formei, frecvenței și stabilității frecvenței oscilației produse de etajul oscilator. Așa cum rezultă din formula (5) factorul de calitate Q reprezintă raportul dintre reactanța inductivă X_L sau reactanța capacitivă X_C, și rezistența R a circuitului oscilant. Din această relație rezultă că pentru a mări pe Q este necesar fie a mări pe X_L sau X_C, fie să micșorăm pe R. Cum X_L și X_C sunt determinate de frecvența pe care dorim să o obținem, rămâne să acționăm exclusiv asupra lui R, care reprezintă suma de pierderi din circuit, respectiv $R = R_L + R_C$, unde R_L este suma rezistențelor de pierderi în bobina de inductanță L, iar R_C este suma rezistențelor de pierderi în condensatorul C și care sunt neglijabile față de primele.

Pierderile în bobina de inductanță se datoresc următoarelor cauze principale:

— eefectul pelicular;
— efectul de proximitate;
— pierderile în dielectricii din apropierea bobinelor, în special în carcasa acestora;
— pierderile prin curenți Foucault în obiectele metalice din apropiere (șasiu, ecrane etc).

Efectul pelicular se întâlnește la conductorii străbătuți de curenți alternativi și se manifestă prin concentrarea acestora la periferia conductorilor, partea centrală nefiind folosită. Acest efect se datorește influențelor pe care le exercită asupra distribuției curentului în secțiunea conductorului — liniile de forță ale câmpului magnetic ce se produc în jurul acestuia la trecerea curentului alternativ. El este cu atât mai pronunțat cu cât frecvența este mai mare. Având în vedere cele de mai sus, precum și faptul că rezistența unui conductor este invers proporțională cu suprafața secțiunii sale parcursă de curent, este evident că rezistența în curent alternativ este mai mare decât cea în curent continuu, diferența între ele fiind cu atât mai mare cu cât frecvența este mai ridicată. Pentru micșorarea efectului pelicular, care, așa cum reiese din cele spuse, poate avea efect negativ asupra factorului Q, se recomandă a se avea în vedere următoarele la realizarea bobinelor:

— utilizarea unui conductor cu secțiune din ce în ce mai mare pe măsura creșterii frecvenței de lucru (0,2—0,3 mm pentru 1,8 MHz, 1—1,2 mm pentru 28 MHz);
— asigurarea unei suprafețe cât mai curate a conductorului folosit, la frecvențe înalte se va folosi conductor argintat;
— se vor folosi carcase ceramice sau de calit.

Efectul de proximitate apare atunci când cei doi conductori parcurși de curent alternativ se găsesc apropiați unul față de celălalt. Datorită influenței conjugate ale liniilor de forță ale câmpului magnetic propriu și ale celor ale câmpului conductorului vecin distribuția curentului în secțiunea fiecăruia dintre cei doi conductori se modifică și mai mult față de cazul efectului particular. În funcție de sensul pe care îl au în cei doi conductori curenții se concentrează fie pe porțiunile cele mai apropiate, fie pe cele mai îndepărtate ale conductorilor. Efectul de proximitate depinde de raportul D/d (fig. 10) fiind cu atât mai pronunțat cu cât conductorii sunt mai apropiați. Pentru micșorarea efectului de proximitate este necesar ca pasul bobinelor să fie ales în mod corespunzător, acesta trebuind să crească pe măsură ce frecvența de lucru este mai ridicată. Prin pas se înțelege distanța D conform figurii 10.

Pierderile prin curenți Foucault se produc datorită curenților induși în corpurile metalice din apropierea bobinelor (șasiu, ecrane etc.). Ele cresc cu frecvența și invers proporțional cu distanța dintre bobină și corpul metalic. Pentru micșorarea lor este necesar ca bobinele să fie montate la o distanță cel puțin egală cu raza lor față de corpurile metalice. Ecranele bobinelor se recomandă să fie confecționate din cupru sau aluminiu.

Pierderile în condensatoare se datoresc rezistenței plăcilor, axelor, bucșelor, bobinelor, firelor de legătură, rezistențelor de frecare între piesele mobile și pierderilor în dielectrici. Se recomandă:

— o construcție mecanică îngrijită evitându-se în special rezistențele de frecare;
— utilizarea unor condensatori cu dielectrici cu pierderi cât mai mici (aer, ceramică).

Acestea sunt doar câteva dintre considerentele privind oscilatoarele, fenomenele fiind mult mai multiple și complexe.

În etapa actuală mulți radioamatori trec de la oscilatoarele LC la sintetizoare de frecvență, ignorând oscilatoarele cu diode variacap.

Sintetizoarele au stabilitate în frecvență conferită de cuarț dar conțin multe integrate, iar dacă nu sunt riguros reglate, dau la ieșire un spectru „infect".

În figura 11 prezentăm schema de principiu a unui VFO echipat cu diode varicap și la care, executat corect, rezultatele sunt peste așteptări.

Pentru a compensa unele neajunsuri, autorul a folosit o schemă specială unde între tranzistorul oscilator T2 și circuitul oscilant s-a introdus T1 care este repetor pe sursă.Semnalul de ieșire al VFO-ului nu se culege de pe sursa lui T2 ci de pe divizorul format de C2—C3, ceea ce permite obținerea unei profunde reacții pozitive, prin alegerea punctului unde se scoate priza bobinei L1 de regulă între 1/10 și 1/25 din numărul de spire. De asemenea se tatonează valorile divizorilor C2—C3 pentru obținerea tensiunii de ieșire după dorință. În benzile joase, condensatorul C1 este neesențial, valoarea capacității se concentrează pentru C2—C3. În benzile superioare, C1 devine obligatoriu, esențial și se va lipi direct pe capetele bobinei pentru ca circuitul oscilant să nu ajungă pe placa circuitului imprimat, ceea ce ar duce la o mare pierdere a Q-ului. În benzile cele mai înalte (≥ 20 MHz) și varicapurile se vor lipi tot pe capetele bobinei. Diodele varicap D1 și D2 depind de frecvența benzii. În benzile joase sunt bune KB 104, care se pot folosi și în celelalte benzi cu excepția benzii de 28 MHz. Pentru banda de 28 MHz se vor folosi KBC 111, două bucăți în paralel. Pentru 14 MHz (frecvența VFO = 5 MHZ) se folosește KB 104, una bucată, dacă nu satisface se pun două în paralel. Diodele se vor împerechea prin alegere, iar precizia nu trebuie să depășească 5%.

Diodele KBC 111 nu necesită a fi selecționate deoarece acest tip se execută pe același cristal. Valoarea lui C4 nu va mai mare de 3,9 pF. Contrariu, montajul autooscilează pe joasă frecvență. De asemenea autooscilează dacă nu s-au ales corespunzător valorile pentru C5 și C7.

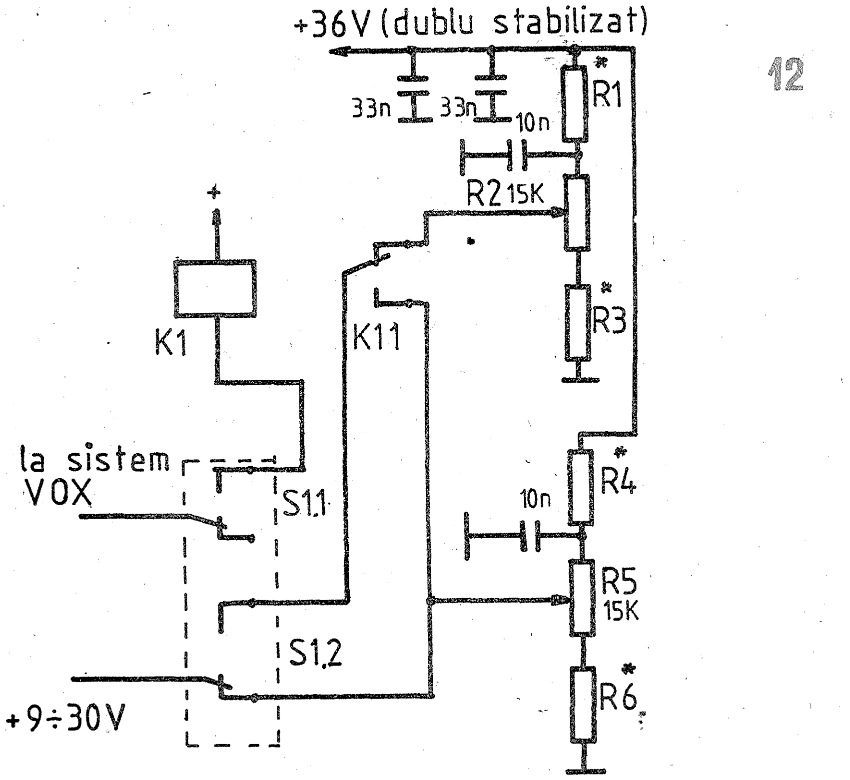
Potențiometrele folosite vor fi logaritmice, în cazul că sunt liniare scala de acord va fi mai rară la început și foarte deasă la sfârșitul cursei. Rezistorii R1 și R4 se aleg așa fel încât la capătul superior tensiunea să fie 30 V, iar R3 și R6 se aleg așa fel încât la capătul inferior tensiunea să fie de 9 V.

În figura 12, se prezintă schema de comandă și acord a VFO-ului. Potențiometrelor R2 și R5 de câte 15 kΩ li se vor atașa demultiplicări. Potențiometrul R2 este folosit ca RIT dar el poate îndeplini și funcția de al doilea VFO (extern) deoarece realizează același ecart de frecvență ca și R5. Coeficientul de temperatură al diodelor vericap este pozitiv. Capacitatea diodei scade la creșterea tensiunii. Avantajele acestui VFO sunt:

1. Dimensiunile potențiometrelor sunt mult sub gabaritul condensatorilor variabili;
2. Lipsesc conductorii de legătură între C.V. și circuitul VFO;
3. Simplifică lucrul în cazul folosirii Tx pe o frecvență și Rx pe altă frecvență;
4. Placa VFO nu este condiționată ca poziție pe șasiu față de potențiometrii sau comutatorul de game.

Performanțe: după 15 minute de încălzire, fuga de frecvență nu depășește 125 Hz/h. Când tensiunea de alimentare scade cu 10% față de cea nominală, devierea de frecvențe a fost de 350 Hz față de alte tipuri de VFO cuprinsă între 3—37 kHz.

Facem precizarea că oscilatoarele cu varicap necesită o stabilizare foarte bună a tensiunilor de comandă ale diodelor varicap, aceasta se rezolvă făcând o dublă stabilizare; o dată la un nivel de 150—200 V iar cealaltă la 32—36 V. În cazul când etajul final al emițătorului din transceiver este echipat cu tub electronic, tensiunea pentru varicapuri se ia din tensiunea grilei ecran — deja stabilizată după care se mai face o stabilizare la 90—100 V și apoi la nivel de 36 V încât apar trei stabilizări ale tensiunii. Releul K1 din figura 12 a sistemului RIT se poate acționa clasic având în vedere că nu toate transceiverele au sistem VOX. Măsurătorile privind devierea frecvenței în cazul modificării tensiunii nominale au fost făcute în banda de 28 MHz.



12

BIBLIOGRAFIE:

1. Radioliubiteli — colecția 1992
2. Radio—colecția 1991—1992
3. Tehnium — colecția 1991—1992
4. Radio Rivista Italia — colecția 1990
5. The Radioamateur's Handbook — colecția 1988

MIXER DINAMIC

ing. EMIL MARIAN

Montajul a fost realizat pentru însumarea ponderată a 2 semnale de audiofrecvență care provin de la surse diferite. Prima sursă de semnal este reprezentată de către un semnal de audiofrecvență de proveniență universală (magnetofon, casetofon, pick-up, stație de amplificare etc). A doua intrare a mixerului este destinată unei surse de semnal audio provenită de la un microfon. În momentul în care intrarea de microfon este activată, concomitent cu însumarea celor două semnale audio, mixerul realizează și atenuarea cu circa 16 dB a semnalului provenit de la prima intrare a montajului. În acest fel, rezultatul este un semnal de audiofrecvență complex, la care este reliefată în mod special sursa de semnal captată de microfon. Montajul este util la realizarea unor înregistrări, atunci când în pauzele dintre 2 pasaje muzicale se intercalează unele comentarii sau precizări suplimentare. Practic, montajul este deosebit de util într-o discotecă sau la realizarea unei înregistrări video la care trebuie efectuată o traducere.

Schema electrică a motajului este prezentată în fig. 1. Semnalul de audiofrecvență universal se aplică montajului prin intermediul condensatorului C1, etajului de intrare care conține tranzistorul T1. Etajul de intrare, de tip repetor pe emitor, este prevăzut în scopul adaptării de impedanțe, și anume micșorarea impedanței de ieșire a sursei de semnal în scopul prelucrării ulterioare eficiente a acestuia. Ulterior, semnalul de intrare prelucrat de etajul repetor pe emitor este preluat din emitorul tranzistorului T1 prin intermediul rezistenței R4. Grupul R4R6R5T2 reprezintă un comutator electronic care, în momentul activării lui, micșorează amplitudinea semnalului audio provenit de la sursa universală cu cca 16 dB. Prin intermediul condensatorului C5 semnalul ajunge în baza tranzistorului T3 care realizează etajul mixer propriu-zis,. Tot în baza tranzistorului T3 va fi aplicat și semnalul provenit de la microfon. Acesta se aplică la intrarea a II-a a montajului (notată intrare microfon) etajului de amplificare care conține tranzistorul T6. Acest etaj funcțional realizează o amplificare inițială cu 14 dB a semnalului provenit de la microfon. Ulterior, semnalul de microfon este preluat din colectorul tranzistorului T6 și aplicat galvanic în baza tranzistorului T5, inclus tot într-un etaj de amplificare A = 20 dB. Semnalul amplificat este preluat din colectorul tranzistorului T5 și aplicat simultan atât în baza tranzistorului T4 cât și în baza tranzistorului T3 (prin intermediul rezistenței R6). Se observă că rezistența R7 are un dublu rol și anume: polarizarea inițială a tranzistorului T3 și transmiterea informației sonore primite de la microfon în scopul mixării celor 2 semnale (semnalul de la microfon și semnalul de la sursa audio inițială). Tranzistorul T4 este amplasat într-un montaj de tip repetor pe emitor. Semnalul de la microfon, care acum este amplificat și prezintă o amplitudine mare, este preluat din emitorul tranzistorului T4 prin intermediul condensatorului C7 și aplicat grupului R8D1C3 care realizează o redresare-integrare a acestuia. Atunci când nivelul semnalului redresat-integrat depășește tensiunea de 0,6 V, tranzistorul T2 intră în starea de conducție. În acest fel, rezistența R5 este practic conectată la masă iar divizorul de tensiune R4R5 atenuează semnalul audio provenit de la sursa de semnal care activează prima intrare a mixerului dinamic. În acest fel, se realizează o atenuare de 16 dB a semnalului de la intrarea 1 a mixerului și concomitent reliefarea semnalului provenit de la microfon. Semnalul mixat este preluat din emitorul tranzistorului T2 prin intermediul condensatorului C7, aplicat potențiometrului R14 și transmis la ieșirea mixerului dinamic cu ponderea dorită de acesta (prin acționarea cursorului potențiometrului R14).

Montajul prezintă următoarele performanțe:

— impedanța de intrare — intrare universală Zi = 50 kΩ

— intrarea de microfon Zi = 50 kΩ;

— impedanța de ieșire Ze = 5 kΩ;

— raport semnal-zgomot S/N ≥ 65 dB;

— banda de frecvență de lucru Δf = 20 Hz ÷ 20 kHz;

— distorsiuni armonice totale THD ≤ 0,2%;

— distorsiuni de intermodulație TID ≤ 0,04%;

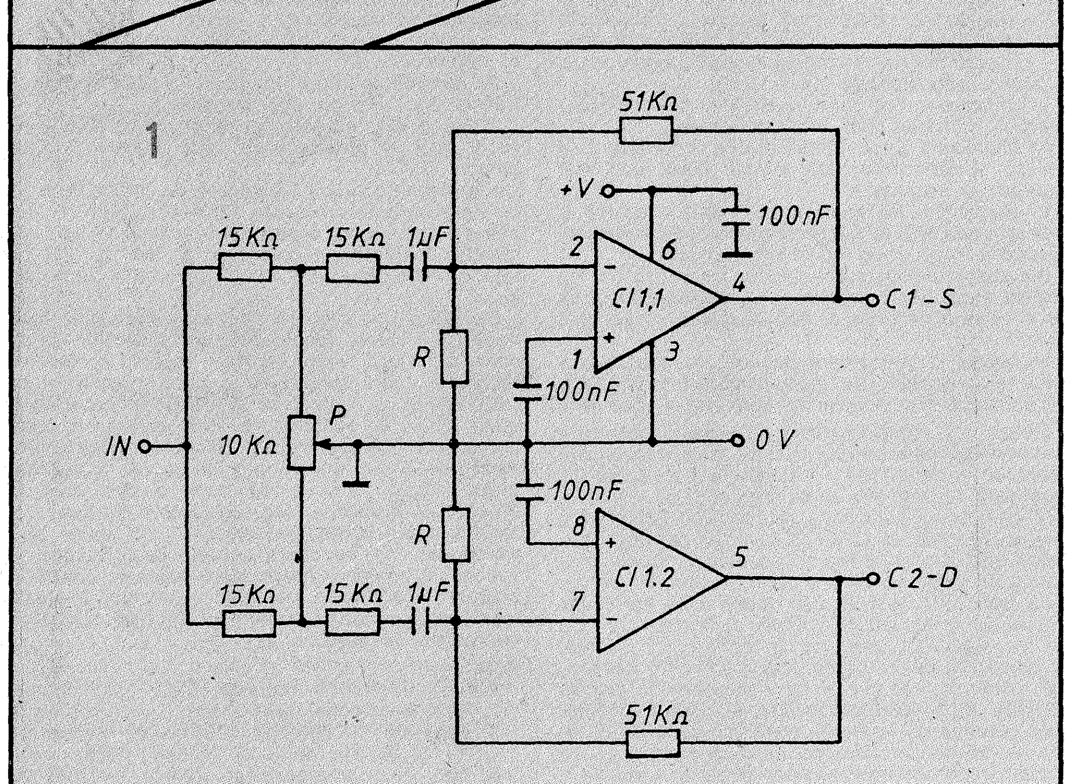
— atenuarea sursei de semnal universale în momentul activării intrării destinate microfonului A = 16 dB.

Realizare practică.

Montajul se realizează practic pe o plăcuță de sticlostratitex placat cu folie de cupru. Se iau toate măsurile necesare prevăzute pentru montaje destinate lucrului cu sem-

PAN-POT

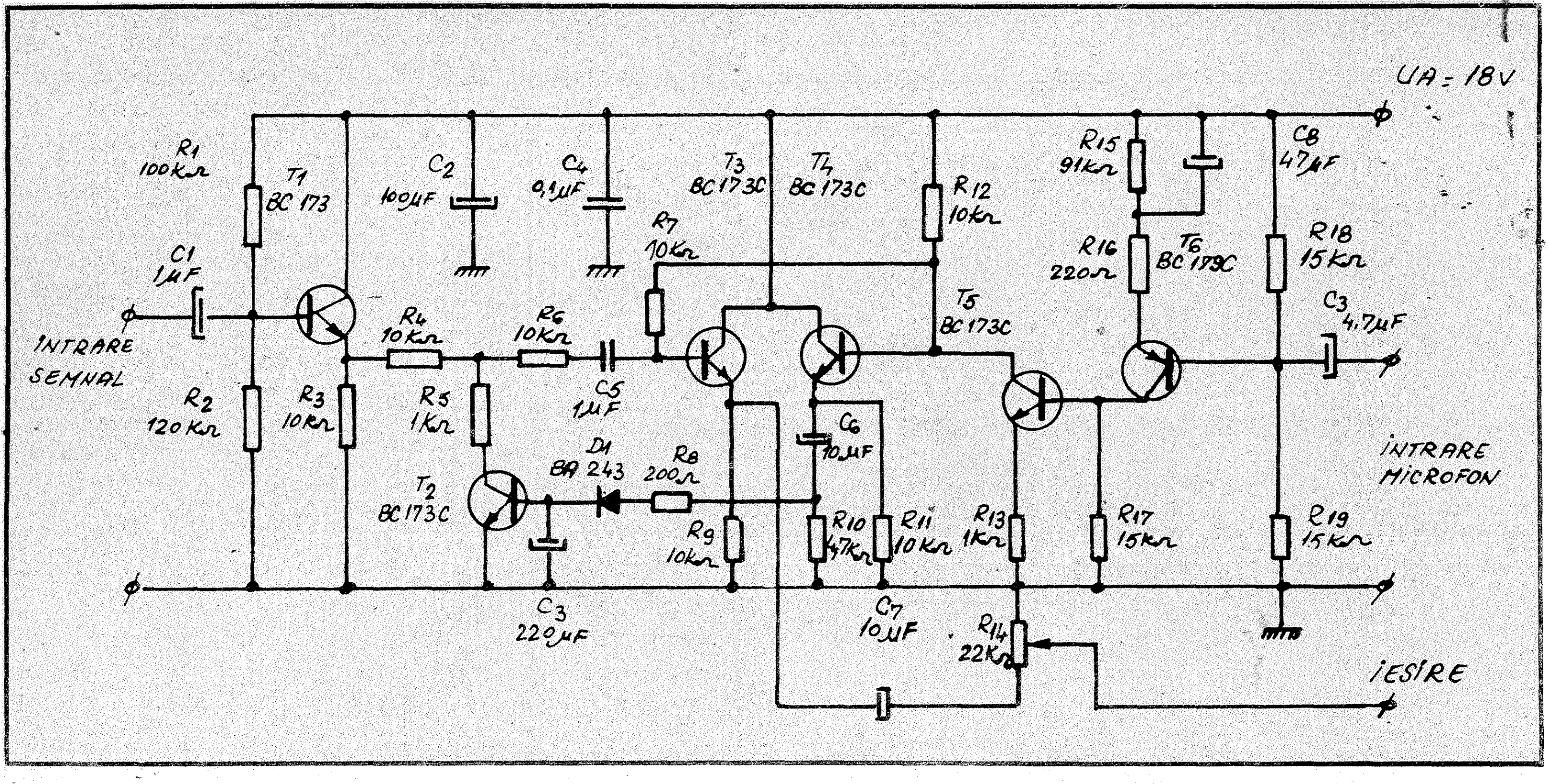
AURELIAN LĂZĂROIU, CĂTĂLIN LĂZĂROIU



Introducere. Denumirea pan-pot derivă din engl. **pan**ning-**pot**tentiometer, care, în traducere, înseamnă potențiometru de panoramare. Funcția de panoramare este întâlnită în mixerele audio profesionale și constă în posibilitatea de a distribui după dorință o sursă sonoră între două canale sau de a realiza translația ei continuă de la un canal la altul. În principiu, această funcție se obține prin intermediul unui potențiometru dublu, al cărui control unic asigură variația în sensuri contrare a valorilor celor două secțiuni. Acest potențiometru este de construcție specială, adaptată aplicației la care ne referim. În ultimul timp au apărut însă scheme electronice care permit să se realizeze funcția de panoramare prin intermediul unui potențiometru simplu, obișnuit, asigurând totodată o acuratețe mai ridicată a reglajului. Aceste scheme sunt atât de simple încât au făcut posibilă pătrunderea circuitelor pan-pot și în practica amatorilor. Cu ajutorul acestor circuite, în cadrul operațiilor de înregistrare/sonorizare, „operatorul de sunet" poate să deplaseze un solist vocal sau instrumentist de la un canal la altul sau să îl translateze lin între două grupuri de difuzoare situate la distanță. Tot cu ajutorul acestui circuit, și al sistemului de sonorizare în care este inclus, un solist poate fi „lansat" dintr-o parte a scenei și apoi făcut să gliseze spre cealaltă parte. O sursă monofonică poate fi distribuită după dorință între cele două canale ale unui amplificator stereofonic. Efectele acustice obținute prin intermediul acestui circuit sunt asemănătoare celor pe care la auzim la redarea unor secvențe înregistrate pe discurile stereofonice demonstrative.

Descrierea schemei. În schemele din figurile 1 și 2 se prezintă două variante ale circuitului de panoramare, pentru a asigura o eventuală unitate/compatibilitate cu sursele de alimentare și/sau circuitele integrate folosite în sistemul la care se intenționează a se asocia regulatorul panoramic.

În schema din figura 1 se folosește un singur circuit integrat, preamplificatorul dual de zgomot redus LM 387 sau βM 387, iar în schema din figura 2, amplificatorul operațional dublu B 082 D, LM 1458 sau βA 747, dar se pot folosi și două amplificatoare operaționale de tip 741. (Numerotarea pinilor în figura 2 este valabilă pentru circuitele integrate B 082 D și LM 1458). Potențiometrul de panoramare P, este un potențiometru obișnuit, cu variație liniară. Prin acționarea sa de la o extremitate la alta se asigură schimbarea poziției aparente a sursei sonore monofonice conectate la intrarea circuitului.



nale de audiofrecvență (traseu de masă gros de minim 4 mm, lipsa buclei de masă, structura fizică de cvadripol a montajului, conexiuni cât mai scurte între componente etc.) Pentru păstrarea performanțelor estimate inițial, se folosesc componente electrice de bună calitate. După realizarea plăcuței de cablaj imprimat, se plantează componentele electrice cu grijă, neuitând a face o verificare inițială a fiecăreia dintre ele (atât din punct de vedere electric cât și din punct de vedere mecanic). Montajul se alimentează cu energie electrică de la o sursă de tensiune continuă U_A = 18 V, stabilizată și foarte bine filtrată.

Se aplică la intrarea universală o sursă de semnal audio iar la intrarea de microfon un semnal electric provenit de la un microfon. Ieșirea montajului se conectează la amplificatorul de audiofrecvență. Se observă că la activarea intrării de microfon (se rostesc câteva fraze în dreptul microfonului) semnalul de ieșire conține atât semnalul audio de la intrarea universală atenuat, cât și semnalul de la microfon reliefat.

Nivelul celor două semnale însumate se reglează acționând cursorul pontențiometrului R14.

Montajul va fi de un real folos amatorilor de mixaje ale unor semnale de audiofrecvență de proveniență diferită, fiind deosebit de util la realizarea unei înregistrări video, la care este necesară traducerea textului dintr-o limbă străină.

Dacă cursorul potențiometrului de panoramare se află în poziția de mijloc, semnalul de intrare este egal distribuit pe cele două canale; în acest caz se creează impresia că sursa sonoră se află în centru. Acționând potențiometrul de la o extremitate la alta, sursa sonoră pare a se deplasa în consecință. Pentru a se asigura efectul optim, când cursorul potențiometrului se află la mijloc, circuitul trebuie să prezinte o atenuare de —3 dB pe fiecare canal; la extremitățile potențiometrului, amplificarea trebuie să fie unitară pe canalul corespunzător și minimă pe celălalt canal. Aceste cerințe sunt îndeplinite prin intermediul configurației rețelei de rezistoare în care este inclus potențiometrul și prin valorile acestor rezistoare. După trecerea prin rețeaua rezistivă variabilă, semnalul de intrare este aplicat simultan pe intrările inversoare ale celor două amplificatoare operaționale și regăsit la ieșirea acestora, în proporție determinată de poziția potențiometrului de panoramare..

Ieșirile celor două amplificatoare operaționale se pot conecta la intrările unui amplificator stereofonic sau ale unui sistem de sonorizare cu două canale independente. La intrarea circuitului pan-pot se aplică semnalul de la ieșirea unui preamplificator de microfon sau de la ieșirea de linie a unui magnetofon.

Folosind rezistoare standard cu toleranța de 5%, se obține câștig unitar pe canalul corespunzător unei poziții extreme a potențiometrului, în timp ce pe celălalt canal, atenuarea atinge valori maxime; când potențiometrul se află la centru, ambele canale transmit semnalul cu o atenuare de —3 dB. În schema din figura 1, rezistorul de polarizare R are valoarea corelată cu tensiunea de alimentare, după cum urmează: +V = 12V R = 15 kiloohmi; +V = 15V R = 10 kiloohmi; +V = 18V R = 8,2 kiloohmi; +V = 24V R = 6,2 kiloohmi. Deci, tensiunea de alimentare a montajului din figura 1 este cuprinsă între +12... +24V, iar a celui din figura 2 variază între ±9... ±15V.

Condensatoarele de 100 nF se folosesc pentru decuplarea intrărilor neinversoare și a surselor de alimentare, iar cele de 1 µF preîntâmpină schimbările nivelului de c.c. la ieșire, determinate de modificările impedanței sursei (practic, înlătură zgomotele care ar apărea la rotirea cursorului potențiometrului).

Parametrii măsurați pe montajul din figura 2, realizat cu oricare dintre circuitele integrate menționate, respectiv B 082 D, LM 1458, βA 747 sau 2 x 741, sunt următorii:

— amplificarea corespunzătoare celor două canale, când potențiometrul se află la centru: — 3 dB;

— amplificarea celor două canale, când potențiometrul se află la extremitatea de jos (pe schemă):

canalul 1—0 dB;

canalul 2—70 dB;

— tensiunea optimă de intrare: 100...1000 mV;

— caracteristica de frecvență: 20—20 000 Hz/—3dB;

— impedanța de intrare: 10 kiloohmi;

— distorsiuni neliniare la 1 kHz: 0,1%;

— raport semnal/zgomot neponderat: —60 dB (ref. 150 mV).

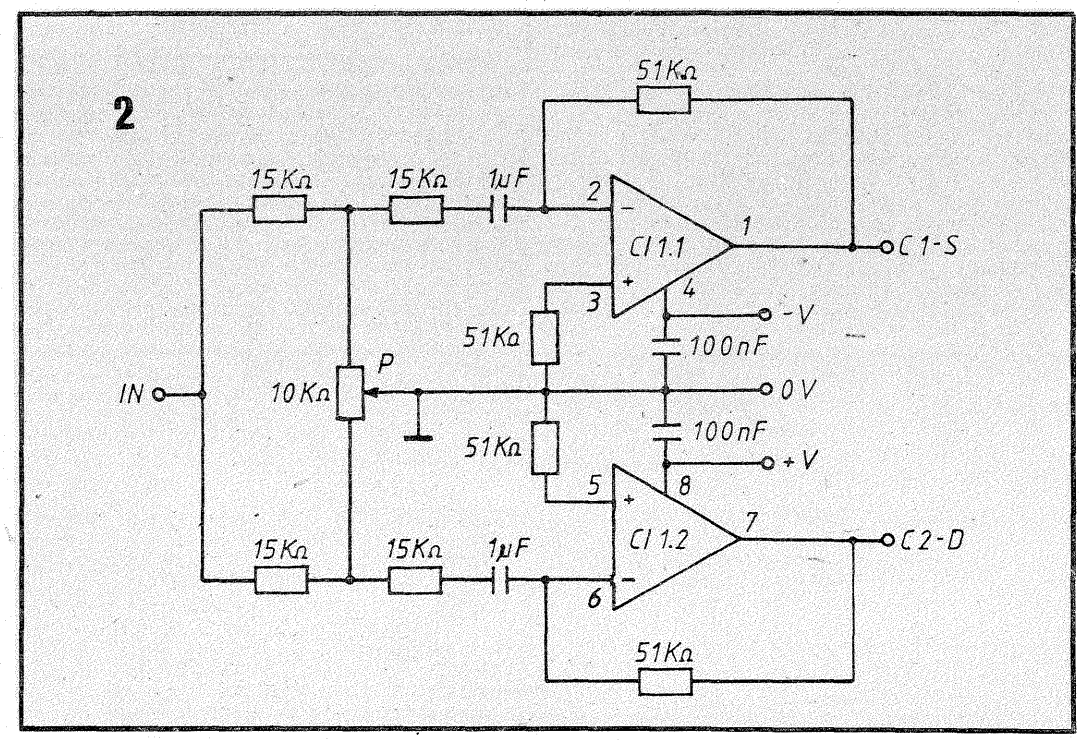
Acest ultim parametru este mai bun la montajul din figura 1 care folosește un circuit integrat de zgomot redus.

Concluzii. Datorită simplității deosebite a circuitului pan-pot, îl recomandăm tinerilor constructori cel puțin ca pe un exercițiu amuzant și instructiv, dacă în momentul de față nu au în vedere o aplicație concretă. De asemenea, îi invităm să imagineze un mod de înlocuire a potențiometrului de panoramare cu rezistoare controlate în tensiune.

În acest fel, controlând automat regulatorul panoramic cu tensiuni provenite de la un generator de funcții, se pot obține efecte sonore foarte interesante, determinate de periodicitatea, viteza și legea de variație a tensiunii de control, conform căreia se va face translatarea sursei monofonice între cele două canale.

Bibliografie

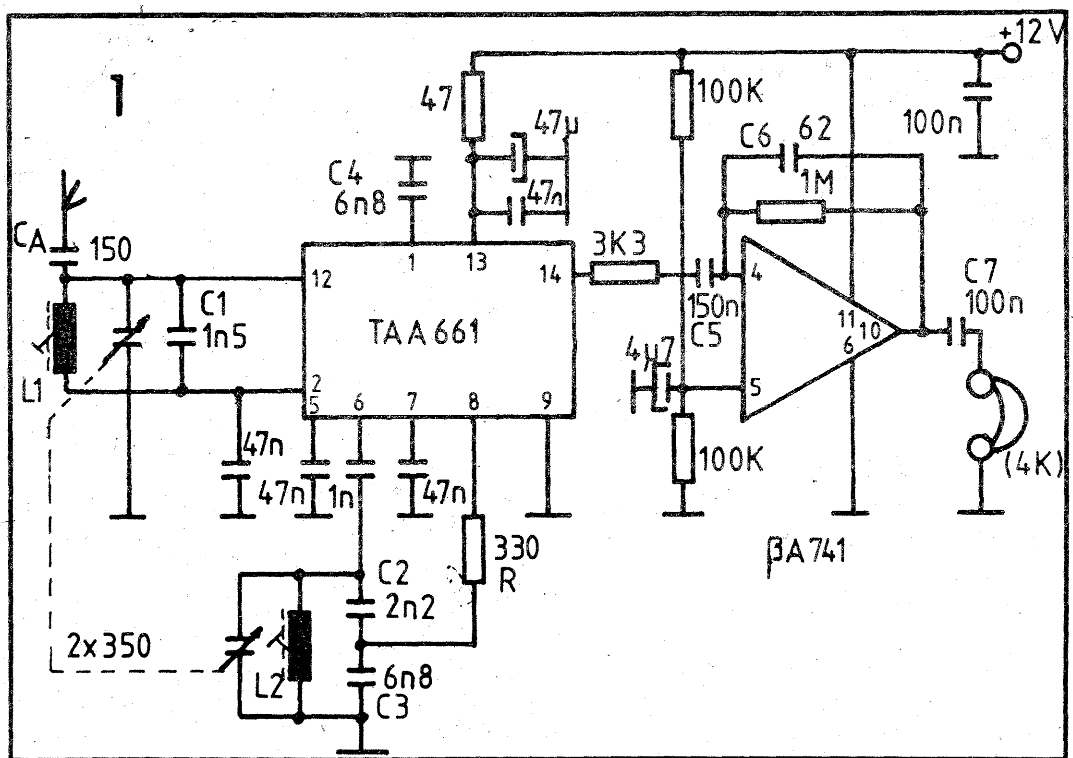
AUDIO HANDBOOK NATIONAL



RECEPTOR SIMPLU pentru BANDA de 80 m

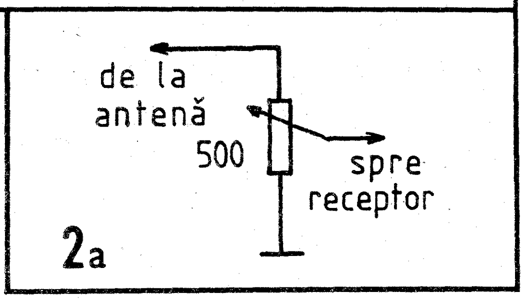
ing. DINU ZAMFIRESCU

Acest receptor este destinat recepționării stațiilor de radioamatori ce emit în banda de „80 m", respectiv 3500...3800 kHz, în SSB sau CW. Utili-



zând numai două circuite integrate TAA 661, respectiv βA 741, de largă circulație, un condesator variabil dublu, de tipul obișnuit din receptoarele MA de radiodifuziune, două bobine (și acestea identice!) și un număr de numai 6 rezistențe și 16 condensatoare, fără a necesita reglaje delicate (care ar necesita aparatură de laborator și în orice caz multă experiență), această schemă permite obținerea unor performanțe satisfăcătoare, stabile și reproductibile. Ea este gândită îndeosebi pentru radioamatorii receptori începători, care nu dispun de aparatură, experiență și „o zestre" apreciabilă în piese.

Folosind piese de bună calitate, conform indicațiilor autorului și respectând exact valorile pieselor critice, mai puțin de zece la număr, de care depind direct performanțele, vom avea satisfacția primelor recepții și a primelor QSL-uri primite. Schema este perfectibilă, o serie de îmbunătățiri și experimentări ulterioare fiind posibile pe măsura creșterii experienței și a pretențiilor în ceea ce privește modul de lucru și performanțele. Nu se recomandă începătorilor abordarea directă a schemei cu maximum de perfecționări posibile, deoarece datorită hazardului (piese defecte sau incorect marcate, circuit imprimat incorect conceput și realizat, cuplaje parazite, surse de ali-



mentare necorespunzătoare etc.), a lipsei de experiență și a eventualei aparaturi de laborator (osciloscop, voltmetru electronic, generator de semnal, frecvențmetru digital) se poate compromite totul sau ar fi necesar un volum mare de muncă „oarbă", sâcâitoare care să ne facă să căutăm alt hobby (hi!). Abordarea gradată, pe etape, este calea firească a oricărui proces de învățare.

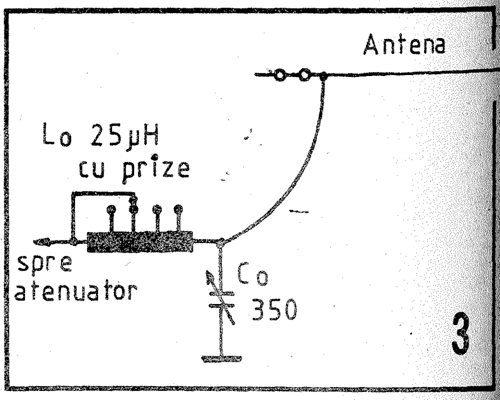
„Visul" multor radioamatori începători este să realizeze „dintr-un foc" un singur montaj foarte performant, dar firește complicat și scump (eventual cu ajutorul unor binevoitori mai mult sau mai puțin dezinteresați) eventual un transceiver (deși nu au încă autorizație de emisie!) pe care să-l folosească apoi până după ieșirea la pensie fără a mai pune mâna pe letcon (hi!). Acestor persoane li s-ar cuveni mai degrabă apelativul de „radioamatori terminatori" întrucât nu au ce începe, ei termină! Și termină și cu pasiunea lor gen „foc de paie" pentru radioamatorism, deoarece de regulă ajung la eșec sau la cheltuieli materiale insuportabile; iar cei care cumpără aparatură de emisie-recepție, fără să fi construit vreodată ei înșiși chiar niște montaje simple, ajung arareori să știe a exploata corect aparatura la performanțele maxime oferite, sau chiar să știe cam cum funcționează aceasta!

Pe viitor vom publica și alte îmbunătățiri mai substanțiale, cum ar fi adăugarea de noi blocuri funcționale, care permit obținerea unui receptor mai performant și chiar a unui mic transceiver, pornind de la această schemă de bază, fără a fi necesară „demolarea totală" pentru piese a montajelor anterioare.

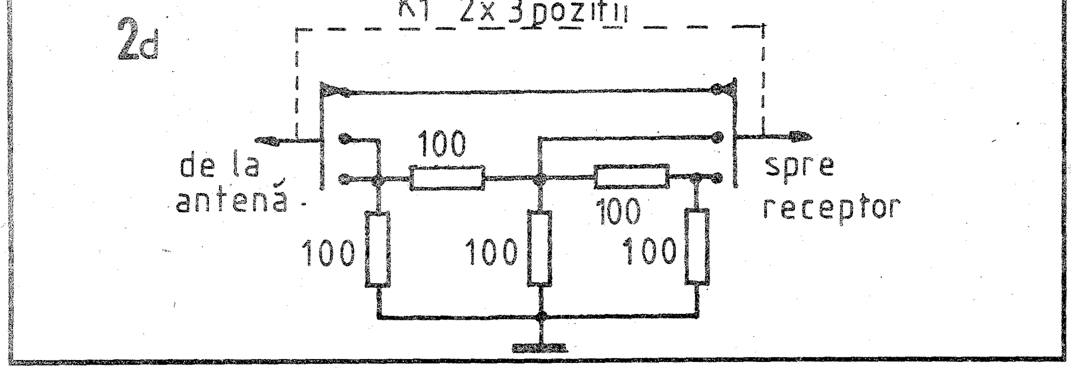
Schema de principiu este dată în figura 1 și reprezintă un receptor cu conversie directă („sincrodină"). Circuitul integrat TAA661 realizează atât funcția de detector de produs, cât și de oscilator local, iar circuitul βA 741 realizează amplificarea în audiofrecvență. Amplificarea totală în tensiune a receptorului este de aproape 10^5 ori (100 dB), un semnal la intrare de 30µV fiind perceput la ieșire sub forma unui semnal de 3V. Sensibilitatea este de 1...2µV la un S + Z/Z de 10 dB și poate fi mai mică pe poziția telegrafie dacă se folosește filtrul activ suplimentar din figura 7. Fără semnal, zgomotul propriu este perceput sub forma unui fâșâit de 30...60 mVef.

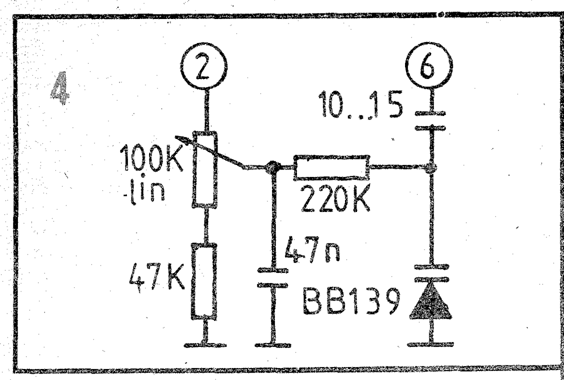
Gama dinamică determinată de apariția intermodulațiilor este de 65 dB, inferioară unui excelent receptor de trafic (90 și chiar 100 dB). Banda audio la 6 dB este cuprinsă între 300 Hz și 2700 kHz. Receptorul poate fi alimentat între 9 V și 15 V. La 12 V consumul este de circa 20 mA.

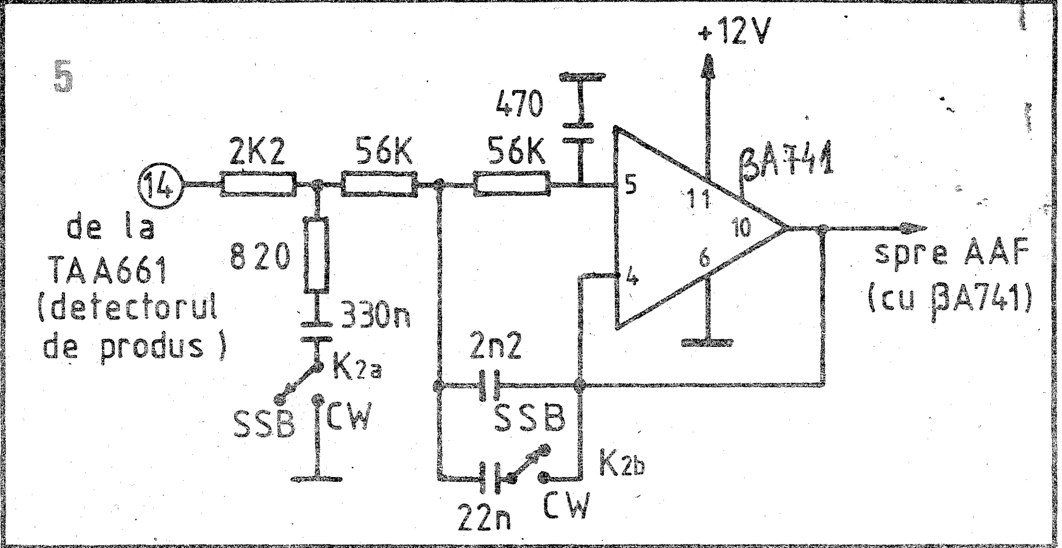
Să examinăm în detaliu schema din figura 1. Oscilatorul local de tip LC oscilează între 3500...3800kHz și este realizat cu amplificatorul limitator existent în circuitul integrat TAA 661 având intrarea pe pinul 6 și ieșirea pe pinul 8. Circuitul acordat L2C2C3 determină frecvența de oscilație (împreună cu condensatorul variabil). Reacția este pozitivă chiar la frecvența de rezonanță a circuitului, faza introdusă de amplificator fiind neglijabilă la frecvența de lucru. De notat că în jur de 14...15 MHz faza introdusă de amplificator ajunge la 90° și nu poate fi „compensată" prin dezacordarea circuitului LC. La frecvențe sub 5 MHz, schema de oscilator lucrează bine, „compensarea" fazei amplificatorului fiind posibilă. Pentru a nu da naștere la confuzii, să amintim că un oscilator poate oscila doar pe acea frecvență la care reacția este pozitivă: defazajul amplificatorului + defazajul rețelei de reacție (aici circuitul oscilant atacat prin intermediul rezistenței R) să fie egal cu zero. Dacă faza introdusă de amplificator este de pildă de 45°, oscilația se va stabili nu exact pe frecvența de rezonanță a circuitului LC, ci ușor decalat de aceasta, acolo unde circuitul introduce aceeași fază (45°) dar de sens contrar, astfel încât să fie îndeplinită condiția de fază. Dacă factorul de calitate al circuitului este



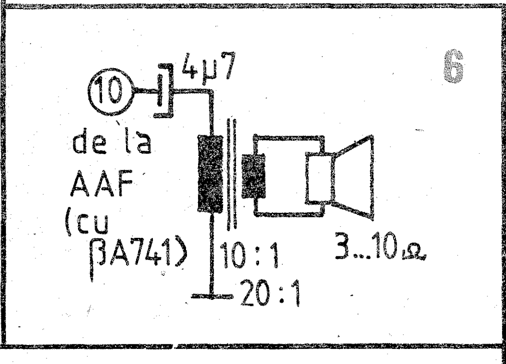
100, decalarea frecvenței reprezintă doar 0,5% din frecvența de rezonanță, iar circuitul va atenua cu 3 dB (în cazul exemplului nostru). Cum rezerva de amplificare este uriașă (circa 60 dB) cu tot factorul de priză de 1/4 (divizorul capacitiv), oscilatorul va oscila și în acest caz, amplificarea pe buclă disponibilă fiind mult mai mare ca unitatea. De fapt amplificatorul limitează și la pinul 8 se va obține o tensiune dreptunghiulară de circa 140 mV vârf la vârf. Armonicile acestuia sunt elimi-

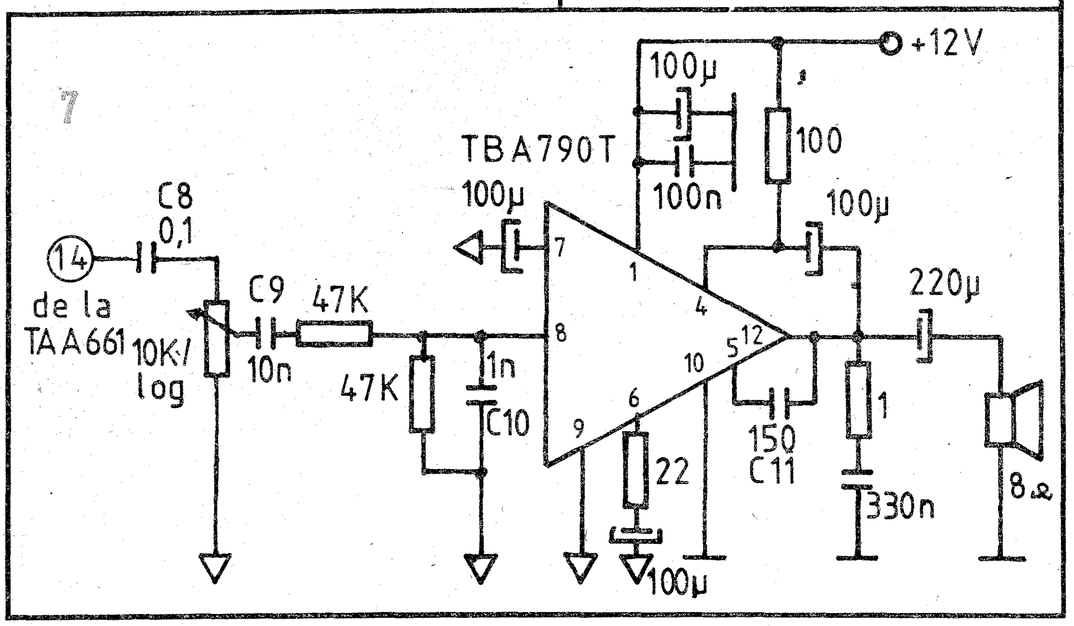






nate de circuitul acordat și la intrarea 6 se aplică doar fundamentala. Dacă aceasta depășește câteva sute de μV, limitarea este perfectă. La frecvențe mai mari de 5 MHz (dar mai mici de 14...15 MHz) schema de oscilator din figura 1 poate continua să lucreze, dar „abaterea" frecvenței de lucru față de frecvența de rezonanță necesară pentru a se compensa faza amplificatorului crește (de pildă 5% din frecvența de rezonanță a circuitului LC). Stabilitatea frecvenței este determinată acum, în tot mai mare măsură și de faza amplificatorului, adică de capacitățile tranzistoarelor din amplificatorul-limitator care depind de temperatură, tensiuni alimentare etc. Un asemenea oscilator nu are o bună stabilitate și prin urmare nu este performant. Se recomandă folosirea unui oscilator separat realizat cu un tranzistor care să „atace" intrarea 6 cu cel puțin 10 mVef dar nu mai mult de 500 mVef. Se va ține cont că rezistența de intrare este de circa 2,5 kΩ. Pinul 8 va rămâne neutilizat, aici existând posibilitatea de a





branșa un frecvențmetru (rezistența de ieșire este mică, de circa 50Ω). În concluzie, schema din figura 1 nu poate fi realizată satisfăcător decât pentru benzile de 1,8 MHz și 3,5 MHz; eventual se poate testa pentru banda de 7 MHz. Cu oscilator separat schema lucrează chiar și la 28 MHz, cu condiția să dispunem de oscilator local stabil (VXO, VFX). Peste 10 MHz este greu să realizăm în condiții de amator un oscilator suficient de stabil (din punct de vedere mecanic și electric) pentru recepția emisiunilor SSB, cu alunecări de frecvență de maxim câțiva zeci de Hz.

Cei care vor realiza schema din figura 1 vor rămâne plăcut surprinși de stabilitatea frecvenței oscilatorului. Capacitatea de acord echivalentă este de circa 1,65...2 nF și capacitatea de intrare la intrarea 6 nu influențează practic frecvența. Tensiunea alternativă pe bobină este doar de câțiva zeci de milivolți. La oscilatoarele „obișnuite", la bornele bobinei și condensatoarelor pot apărea tensiuni de ordinul a câțiva volți, producând o încălzire ușoară a acestora ce se traduce printr-o intrare mai lentă în regimul termic „de echilibru" al oscilatorului: frecvența „fuge" multă vreme de la pornirea oscilatorului. Dar, în montajul de față, bobina trebuie ferită de influența unor câmpuri electromagnetice exterioare care pot produce o alunecare nedorită și masivă a frecvenței mult mai ușor decât în alte tipuri de scheme. Bobina L2 are 6 spire bobinate cu sârmă izolată cu email⌀ 0,1 mm pe o carcasă prevăzută cu oală de ferită de tipul utilizat în modulul de sunet de la televizoarele românești cu circuite integrate alb-negru. Aceste bobine au între 10 și 24 spire în funcție de locul în schemă și de tipul televizorului; se poate încerca debobinarea, rupând un singur capăt și înlăturând spirele în plus, fără a se rupe celălalt capăt. Dacă nu se reușește, se înlătură toată înfășurarea și se bobinează din nou cele 6 spire.

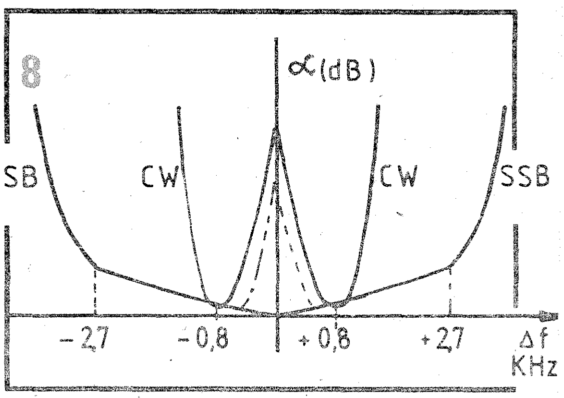
Bobina circuitului de intrare L1 este identică (6 spire). Folosind alt tip de carcase, nu veți obține performanțele dorite întrucât montajul este proiectat ținându-se seama de factorul de calitate al bobinelor menționate mai sus. Condensatoarele C1, C2, C3, C_4 trebuie să fie cu mică. Bune rezultate s-au obținut cu condensatoare styroflex; aveți grijă să nu lipiți prea aproape de capul condensatoarelor styroflex. Pot apărea „salturi" nedorite de frecvență după un anumit timp de funcționare.

Condensatorul variabil trebuie să fie nou sau puțin folosit. Se va monta chiar pe placa de circuit imprimat. Se vor folosi condensatoare cu raportul de demultiplicare 1 : 5,66 (aproximativ 3 ture pentru cursa completă) și atunci se poate renunța la un sistem de demultiplicare suplimentar. Acesta se va utiliza numai dacă este de bună calitate fără „joc" mecanic. Fără demultiplicare suplimentară, cu un buton cu diametrul de cel puțin 4 cm, se poate recepționa comod având cam 100 kHz/tură. Condensatorul variabil trebuie să aibă secțiunile cu același număr de plăci și o capacitate maximă de circa 330pF. Dacă există secțiuni pentru UUS, acestea se pot lega în paralel cu secțiunile de MA, dacă nu ajunge acoperirea (crește cu 5%).

Circuitul de intrare lucrează pe frecvența oscilatorului, capacitatea sa echivalentă fiind aceeași. Condesatorul C_4 este dimensionat pentru amplificarea maximă. Dacă antena este bună, se poate reduce valoarea condensatorului de 2...3 ori, reducându-se posibilitatea intermodulațiilor. În orice caz se va folosi priza de pământ (fie și conectarea la calorifer!).

În afară de piesele circuitelor oscilante, alte piese critice sunt condensatoarele C4, C5 și C6 care determină banda de trecere în audiofrecvență, deci atât selectivitatea, cât și fidelitatea, ca la orice receptor cu conversie directă. Aceste condensatoare vor fi de asemenea cu styroflex. Întrucât atenuarea este de 6 dB la 2,7 kHz, rezultă că banda de trecere echivalentă (în radiofrecvență) a receptorului este de 5,4 kHz, centrată pe purtătoare. O asemenea bandă ar putea fi obținută direct la frecvența semnalului cu două circuite acordate având un factor de calitate de 650 (evident irealizabile) sau într-un receptor superheterodină cu frecvența intermediară 455 kHz prevăzut în AFI cu 2 circuite acordate cu factorul de calitate Q≈ 80 (ușor de realizat). În receptorul nostru, banda poate fi mărită sau micșorată, acționând doar asupra condensatoarelor C4 și C6. Dacă se acționează simultan asupra acestor condensatoare (păstrând raportul valorilor) banda de trecere la o atenuare de 6 dB variază invers proporțional cu C4. Prin micșorarea benzii se reduce fidelitatea, atenuându-se frecvențele audio superioare, dar nu se poate obține și o mărire a selectivității, respectiv o atenuare mai mare a emisiunilor adiacente. Cu valorile pieselor din figura 1 se obține o atenuare de 40 dB la un dezacord de ± 27 kHz. Reducând banda în audio de la 2,7 kHz la 2 kHz, atenuarea de 40 dB se găsește acum pentru un dezacord de ± 20 kHz. Factorul de formă definit aici convențional ca fiind raportul între banda de trecere la o atenuare mică (6 dB) rămâne egal cu 10, așa cum este un filtru trece-bandă cu două circuite acordate identice. Dacă se utilizează suplimentar un **filtru activ trece-jos** de tipul din figura 5 se poate reduce factorul de formă de la 10 la 1,7 iar cu două celule de acest tip (receptorul va avea acum 4 circuite integrate în total) factorul de formă devine 1,47. Banda de trecere la o atenuare de 40 dB va fi în primul caz ± 4,6 kHz și în al doilea ± 3,7 kHz. Banda de trecere globală la 6 dB va rămâne tot ± 2,7 kHz întrucât celula de filtru din figura 5 are o atenuare de 0 dB pentru 2,7 kHz. Se poate arăta că dacă se folosesc două celule de tipul din figura 5 conectate în cascadă împreună cu schema din figura 1, se obține o caracteristică de frecvență în radiofrecvență care este echivalentă cu două filtre Butterworth de ordinul 3 conectate în cascadă și realizate fiecare cu câte 3 circuite acordate convenabil astfel încât banda de trecere pentru fiecare filtru să fie ± 2,7 kHz la o atenuare de 3 dB, respectiv ± 2,7 kHz la o atenuare de 6 dB pentru întreg filtrul echivalent. Rămâne dezavantajul receptorului sincrodină de a recepționa ambele benzi laterale, întrucât curba de selectivi-

(CONTINUARE ÎN PAG. 13)



CIRCUITE pentru STINGEREA CURSELOR INVERSE DE CADRE ŞI LINII LA T.V. cu C.I.

ing. ŞERBAN NAICU

Semnalul videocomplex recepţionat conţine pe lângă semnalul video (de imagine) şi impulsuri de stingere ale curselor inverse de baleiaj V şi H, de formă dreptunghiulară. Acestea nu au totuşi amplitudinea suficientă pentru a bloca complet curentul de fascicul pe durata curselor de cadre şi linii.

Polaritatea impulsurilor de stingere va fi pozitivă, dacă se aplică pe catod, şi negativă dacă se aplică pe grila de comandă, deci în sensul creşterii diferenţei de potenţial U_{CG1}. Va rezulta o închidere (blocare) a tubului cinescop, deci o scădere a curentului de fascicul.

Cursa inversă de cadre (V) se vede pe ecran sub forma unor linii albe oblice suprapuse peste imagine, iar cursa inversă de linii (H) ca o perdea verticală alburie, suprapusă peste imagine, vizibilă mai ales în părţile laterale ale ecranului.

Cursele inverse V şi H sunt mai vizibile la mărirea luminozităţii şi scăderea contrastului (semnal cu modulaţie mică).

În schemele receptoarelor T.V. există circuite speciale destinate să realizeze o stingere suplimentară a curselor inverse, pentru a nu se vizualiza pe ecran efectele parazite datorate acestora sau impulsurilor de sincronizare.

Deoarece durata cursei inverse de linii este foarte mică, liniile de întoarcere sunt aproape de neobservat. Din acest motiv unele T.V. utilizează circuite doar pentru stingerea cursei inverse V.

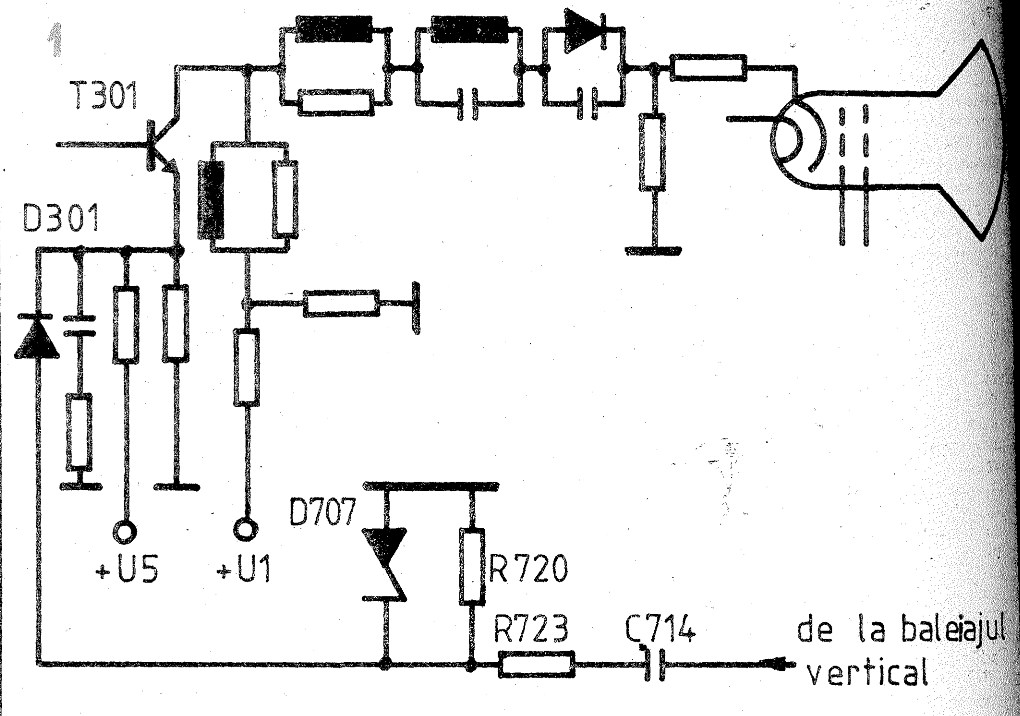
Receptoarele T.V. cu circuite clasice utilizează pentru stingerea cursei inverse pe cadre impulsuri pozitive luate de la baleiajul vertical prin C714 (de cca 4,5 V_{vv}) divizate cu R720, R723 şi aplicate prin D301 în emitorul tranzistorului final video T301 (fig. 1). Impulsurile pozitive cu o durată de 0,6—0,8 ms, aplicate în emitor, determină blocarea tranzistorului pe perioada cursei inverse de cadre. În colector va apărea un salt pozitiv de tensiune (limitat la nivelul tensiunii de alimentare, 140—145V) care se aplică pe catodul tubului cinescop şi determină blocarea lui (suprimarea curentului de fascicul) în timpul cursei inverse V.

Stingerea cursei inverse de linii se realizează, la acest tip de T.V., în două variante: scăderea tensiunii grilei de accelerare (G2) la T.V. cu 5, 6 C.I. sau scăderea tensiunii grilei de comandă (G1) la T.V. cu 4 C.I.

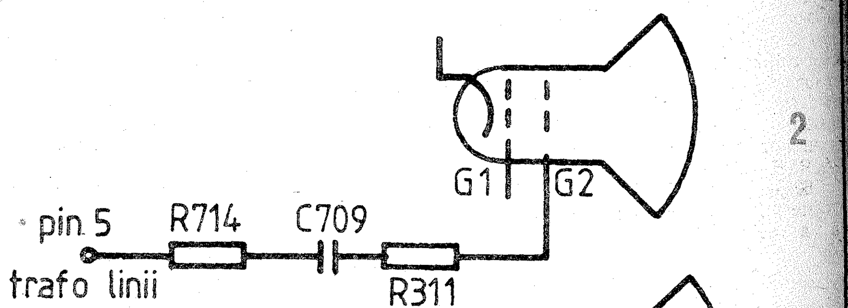
În prima variantă (fig. 2) impulsurile negative de la trafo linii, de pe cursa inversă a baleiajului H (de cca 225—240V_{vv}) se aplică prin R714, C709 şi R311 pe grila de accelerare, cu o amplitudine de cca 180—190V_{vv}. În timpul aplicării acestor impulsuri negative, potenţialul grilei de accelerare se va mai reduce (de la +500V la +300V) determinând o uşoară închidere a tubului (micşorarea curentului de fascicul). Procedeul nu este prea eficace, pe ecran putând să mai apară unele dungi verticale datorate unor efecte parazite.

Procedeul utilizat la T.V. cu 4 C.I. (fig. 3) înlătură aceste neajunsuri. El constă în aplicarea unor impulsuri negative (de cca 140V_{vv}), pe grila de comandă în timpul cursei inverse H, ceea ce determină blocarea tubului cinescop în acest in-

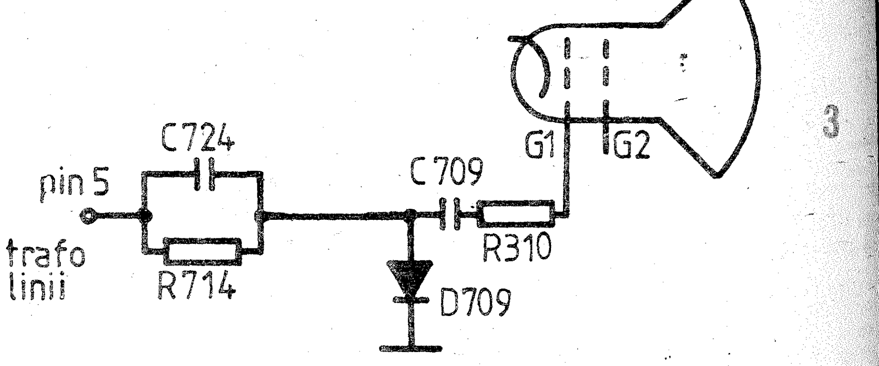
1



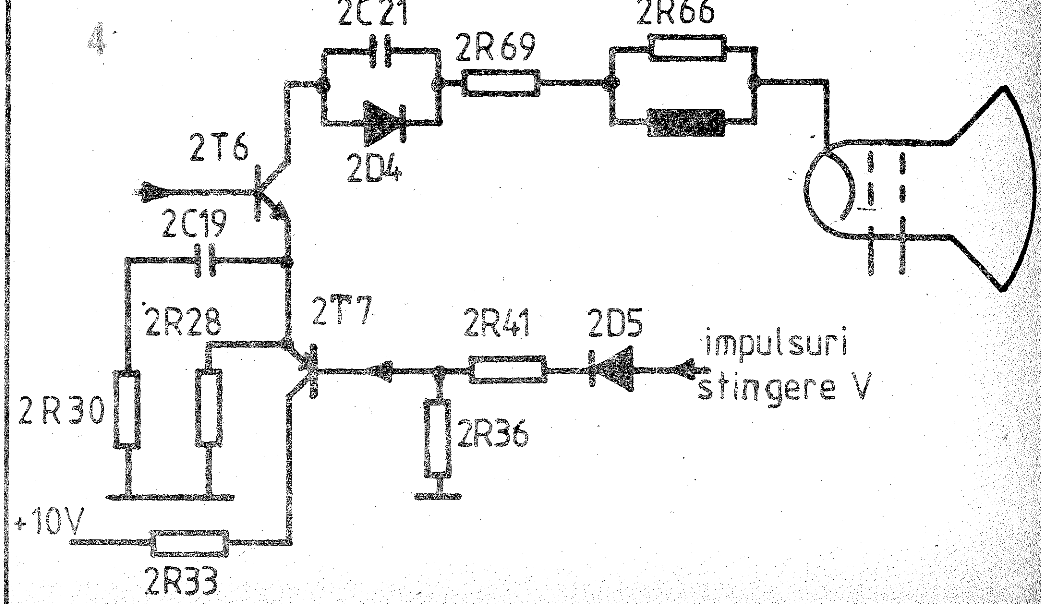
2



3



4



terval de timp. Condensatorul C724 contribuie la păstrarea fronturilor abrupte ale impulsurilor, iar D709 retează (pune la masă) partea pozitivă a tensiunii de impuls.

La receptorul T.V. Diamant 220 stingerea spotului pe durata cursei inverse de cadre se face prin blocarea amplificatorului video, tranzistorul 2T6 (fig. 4). În acest scop se utilizează un circuit de stingere compus din 2T7, 2D5, 2R41, 2R36 și 2R28. La sosirea impulsurilor de stingere cadre de polaritate pozitivă (prin dioda 2D5) tranzistorul 2T7 se va satura determinând blocarea finalului video 2T6.

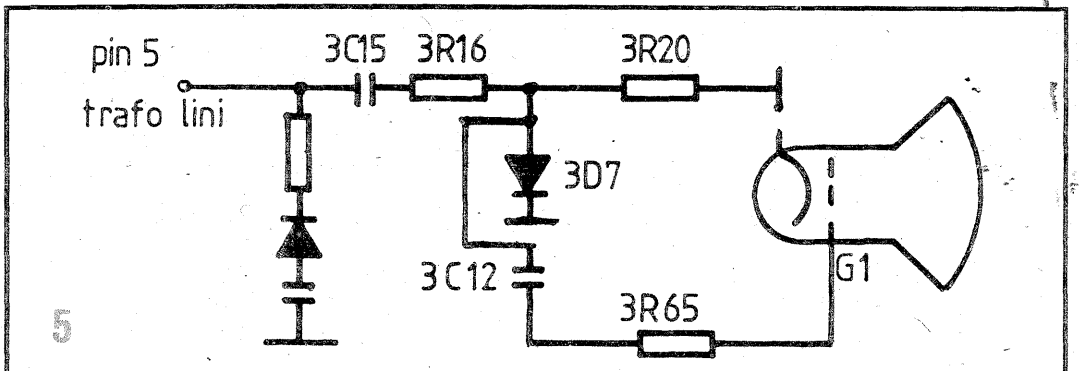
Acesta se blochează deoarece tensiunea pe emitoarele celor două tranzistoare (pe 2R28) va crește. Blocarea lui 2T6 va determina creșterea potențialului din colectorul său, care prin 2D4, R69 se va aplica pe catodul tubului cinescop determinând blocarea acestuia (suprimarea curentului de fascicul) pe durata cursei inverse V. În timpul cursei directe, tranzistorul 2T7 este blocat și nu influențează funcționarea tranzistorului final video.

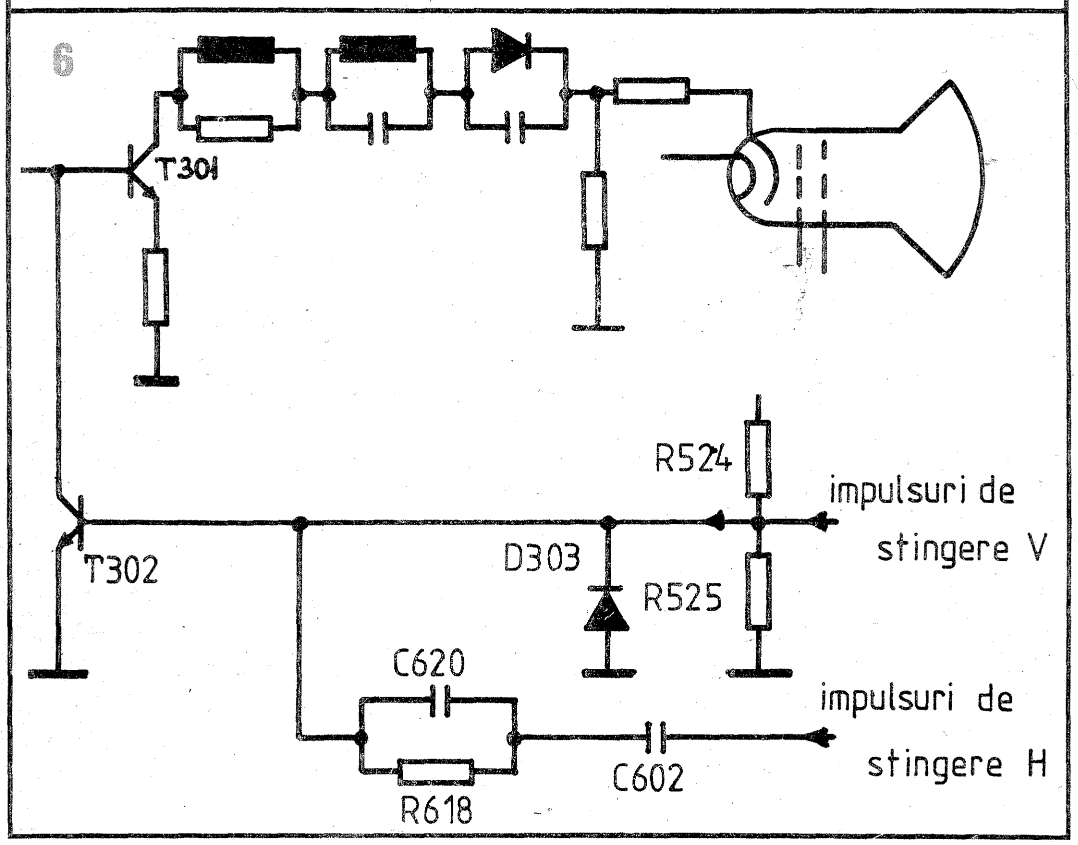
Cursa inversă de linii se stinge cu ajutorul impulsurilor de întoarcere H, de polaritate negativă, de la pinul 5 trafo linii, aplicate pe grila de comandă a cinescopului, prin 3C15, 3R16, 3C12 și R65 (fig. 5). Dioda 3D7 pune la masă partea pozitivă a impulsurilor, lăsând să treacă spre grila Wehnelt doar partea negativă a impulsurilor de întoarcere H.

Prin negativarea suplimentară a grilei de comandă cu ajutorul acestor impulsuri, curentul de fascicul va fi suprimat în perioada cursei inverse de linii.

T.V. cu C.I. cu consum redus utilizează pentru stingerea spotului pe durata curselor inverse V și H un tranzistor, T302, care în funcționare normală este blocat, iar în perioada curselor inverse este adus la saturație de impulsurile primite în bază (fig. 6). La saturație, acest tranzistor va pune la masă baza tranzistorului final video, T301, prin rezistența foarte scăzută CE pe care o prezintă. Punerea bazei lui T301 la masă va determina blocarea acestuia, deci creșterea potențialului său de colector, care se va transmite catodului tubului cinescop, ceea ce va determina blocarea curentului de fascicul în aceste perioade (de stingere a curselor inverse).

În baza lui T302 se vor aplica, pe de o parte, impulsuri de stingere V, de la divizorul rezistiv R524, R525, precum și impulsuri de stingere H, prin C602 și grupul R618 în paralel cu C620, de polaritate pozitivă. Dioda D303 are rolul de a limita (la 0,65V) tensiunea inversă pe baza lui T302.





RECEPTOR SIMPLU

PENTRU BANDA DE 80 m

(URMARE DIN PAG. 11)

tate echivalentă realizată este centrată pe frecvența oscilatorului local. Dacă în banda laterală „cealaltă" nu se află nici o stație, recepția se poate face, indiferent dacă stația recepționată emite în banda laterală superioară sau inferioară (ca în banda de 80 m) cu condiția ca frecvența oscilatorului să fie egală cu frecvența purtătoarei. Pentru telegrafie trebuie să existe un decalaj audio între cele două frecvențe.

Filtrul suplimentar din figura 5 permite-și realizarea unei caracteristici de frecvență **de tip trece bandă** (în audiofrecvență) centrată pe circa 800 kHz, acționând asupra comutatorului K2 pe poziția CW. Deoarece se obține o amplificare suplimentară la această frecvență, secțiunea a a comutatorului K2 divizează semnalul cu scopul de a menține în ambele poziții amplificarea unitară. În trafic efectul filtrului (mai ales cu două celule) este remarcabil: trecând din poziția SSB în CW, zgomotul se reduce iar stațiile ce au frecvențe diferite de 800 kHz sunt atenuate masiv.

Rămâne posibilitatea de a fi interferați de o stație aflată pe „frecvența imagine" adică distanțată la 1,6 kHz de stația recepționată. În figura 8 este figurată calitativ curba de selectivitate a receptorului prevăzut cu filtrul activ în cele două poziții: SSB și CW. Elementele critice din filtru sunt rezistențele de 56 k_Ω, precum și condensatoarele cu styroflex de 0,47 nF; 2,2, nF și 22 nF. Ele vor avea toleranțe de cel mult 5%. Polarizarea amplificatorului operațional se asigură din pinul 14 al circuitului TAA 661 unde se găsește o tensiune continuă egală aproximativ cu jumătatea tensiunii de alimentare.

În ceea ce privește amplificatorul de audiofrecvență din figura 1, polarizarea se face cu ajutorul divizorului rezistiv care alimentează pinul 5 cu 6V. Lucrurile stau ca și cum amplificatorul ar fi alimentat cu două surse de ± 6V. Condensatoarele C5 și C7 reduc amplificarea frecvențelor joase (curba punctată din figura 8). Acest lucru este necesar deoarece amplificarea în audiofrecvență fiind mare reziduul de brum de 50 Hz ar fi perceput neplăcut în cască. Redresorul trebuie totuși foarte bine „filtrat", iar dacă este cazul, diodele din redresor trebuie șuntate cu condensatoare ceramice de 10 nF. În fine, se poate încerca o micșorare a condensatoarelor C5 și C7 către 47 nF.

Amplificarea se reglează fie cu ajutorul unui potențiometru chimic conectat la intrare (figura 2a), fie (mai bine) cu ajutorul unui atenuator în trepte de aproximativ 10 dB (figura 2b). În modul acesta aplicăm receptorului semnale nu mai mari decât este necesar și putem evita intermodulațiile în situațiile în care apar (datorită gamei dinamice nu prea întinse) firește cu prețul reducerii sensibilității. Totul depinde de propagare, de antenă, de situația concretă a stațiilor în bandă.

Un alt dispozitiv util este și circuitul de adaptare din figura 3 care se intercalează între antenă și receptor (respectiv atenuator). Rolul și descrierea lui sunt date într-unul dintre numerele precedente ale revistei. Cei care doresc un dispozitiv de acord fin (util mai ales pe poziția telegrafie) pot folosi schema din figura 4, care se conectează direct la oscilator. Recepția în difuzor este posibilă cu un transformator cu miez de fier (fie și un transformator de sonerie) conectat ca în figura 6, dar se poate folosi și un amplificator de putere (figura 7) conectat în locul amplificatorului βA 741 din figura 1, schema rămânând cu două circuite integrate. Bineînțeles între ele se pot intercala una, două sau chiar trei celule de filtru activ trece-jos (figura 5). Punctele însemnate cu triunghi(▷) se vor conectate împreună și apoi la masă. Se vor respecta valorile condensatoarelor C8, 9, 10, 11 pentru a se realiza banda de trecere necesară a amplificatorului. Condensatoarele de decuplare din figura 1, 4 și 7 (de 47 nF și 0,1μF) vor fi ceramice. Valoarea lor nu este critică.

Circuitul imprimat al receptorului trebuie executat cu conexuni scurte, cu „masă multă" așa cum se fac circuitele de RF. Îndeosebi conexiunile la pinii 12 și 6 trebuie să fie foarte scurte. Dacă apar fenomenele de instabilitate (autooscilații pe frecvențe înalte) se va încerca conectarea condensatorului C1 direct între pinii 12 și 2. Decuplările la TAA 661 trebuie făcute cât mai aproape la pinul 9. Conexiunile la condensatorul variabil vor fi scurte. Schema din figura 2b se poate realiza pe un mic circuit imprimat împreună cu comutatorul. Filtrul activ se poate face separat pe alt modul, iar amplificatorul din figura 7 se va realiza obligatoriu pe un modul separat. În locul difuzorului din această schemă se poate conecta orice cască indiferent de impedanță, ceea ce nu este posibil în figura 1.

Reglajul constă în:

a) Verificarea tensiunilor continue pe pinii CI cu un voltmetru având rezistență mare de intrare. Pentru TAA 661 pinii 5, 6, 7 au cam 1,4 V, pinii 2 și 13 cam 3,5 V, pinul 8 circa 0,12 V, pinul 14 aproximativ jumătatea alimentării ca și pinii 4, 5 și 10 de la βA 741. În fine pinul 1 de la TAA 661 are cu 0,7 V mai mult decât pinul 14, iar pinul 13 aproximativ cu un volt mai puțin decât alimentarea. Tensiunile la pinii 4, 13, 14 precum și 10 de la AAF pot diferi cu circa 1 volt fără ca montajul să fie defect. Pentru schema din figura 7 se vor verifica tensiunile continue conform manualului de aplicații.

b) Verificarea funcționării oscilatorului, fie cu un frecvențmetru, fie „ascultând" armonica a treia într-un receptor de radiodifuziune între 10,5 și 11,4 MHz. La pinul 8 se va conecta provizoriu o sârmă de 30 cm folosită ca „antenă".

c) Acordarea oscilatorului în limitele cerute, acționând asupra miezului bobinei L2.

d) Acordarea circuitului de intrare în mijlocul benzii „pe maximul audiției" cu antena conectată normal. La schimbarea antenei acordul circuitului diferă și trebuie refăcut.

Cu acest receptor, în condiții bune de propagare, autorul a auzit stații W, KP4, JA, PY în telegrafie și SSB; mai ales în orele de dimineață recepția este mai „liniștită".



Ing. MIHAIL SILIȘTEANU

■ *S-a născut la 25 iulie 1932 la Buciumeni — Dâmbovița.*

■ *A absolvit facultățile de Matematică-Fizică din Universitatea București în 1959 și de Electronică și Telecomunicații din Institutul Politehnic București în 1961.*

■ *Autor și coautor a peste 20 de cărți tehnice în domeniul T.V. alb-negru și în culori și a numeroase articole de specialitate publicate în reviste de electronică.*

■ *În prezent este șef serviciu tehnic la ELECTRONICA SERVICE S.A.*

Starea de STAND-BY în receptoarele moderne de T.V. în culori

ing. MIHAIL SILIȘTEANU

1. Generalități

Starea de STAND-BY sau de așteptare se caracterizează printr-un consum redus de energie al televizorului, datorită funcționării câtorva etaje de semnal mic și a alimentatorului. Există receptoare de TVC, la care starea de STAND-BY exclude și funcționarea alimentatorului principal.

Punerea în funcțiune a tuturor etajelor receptorului de TVC cu ajutorul dispozitivului de telecomandă nu este posibilă, decât pornind din starea de STAND-BY.

Există televizoare care pot fi puse în funcționare, pornind de la starea de STAND-BY, cu ajutorul întrerupătorului de rețea. Starea de STAND-BY a fost creată în prealabil tot cu ajutorul întrerupătorului, care are o construcție specială.

Este evident că receptorul trebuie să fie conectat la rețeaua de alimentare de a.c., iar întrerupătorul de rețea trebuie închis.

Scoaterea din funcționare a TVC cu ajutorul dispozitivului de telecomandă îl aduce în starea de STAND-BY.

La majoritatea receptoarelor de TVC, starea de STAND-BY este confirmată prin aprinderea unui LED roșu.

Principiul de lucru al circuitelor care creează starea de STAND-BY este ilustrat în schema bloc din fig. 1.

Explicitarea funcționării schemei bloc se va face în două ipoteze: generarea stării de STAND-BY prin acționarea întrerupătorului de rețea și generarea aceleiași stări prin acționarea emițătorului de telecomandă.

1.1. **Generarea stării de STAND-BY prin acționarea întrerupătorului de rețea.**

Această situație apare la televizoarele care folosesc un întrerupător de rețea cu o construcție specială, în sensul că este prevăzut cu un contact suplimentar, denumit de obicei „contact de ștergere".

Întrerupătorul se acționează în două etape. În prima etapă se acționează prin apăsare, dar fără reținere. În a doua etapă întrerupătorul se acționează astfel încât să rămână apăsat.

În prima etapă televizorul este conectat la rețea, alimentatorul funcționează, furnizând la ieșire tensiunile prevăzute. Cu una dintre tensiuni (U_1) redusă la nivelul de 5V se alimentează: microprocesorul, memoria și amplificatorul semnalelor de infraroșu pentru telecomandă. Cu aceeași tensiune (U_1), oferită de alimentator, se alimentează și o parte din circuitul de STAND-BY. La alimentarea microprocesorului, unul dintre terminale, care este conectat la circuitul de STAND-BY, trece automat în starea „1" logic, tensiunea devenind 5V.

Răspunsul circuitului de STAND-BY la primirea tensiunii de 5V, din partea microprocesorului determină neaplicarea tensiunii de alimentare etajului comandat. Etajul comandat, funcție de schema electrică aleasă de constructorul de TVC, poate fi:

— etajul final baleiaj pe orizontală;
— etajul driver pe orizontală;
— etajul oscilator pe orizontală;
— stabilizatorul tensiunii de 12V.

La nealimentarea etajelor: oscilator H, driver H și final baleiaj H se procedează, atunci când din transformatorul final linii se obțin tensiunile de alimentare pentru majoritatea circuitelor funcționale ale televizorului.

Dacă majoritatea circuitelor funcționale, cu tensiuni de alimentare de maximum 12V, dintre care nu trebuie să lipsească oscilatorul pe H sau driverul pe H, sunt alimentate dintr-un stabilizator de 12V, care la rândul lui primește tensiunea direct de la alimentatorul în comutație, atunci se procedează la întreruperea funcționării stabilizatorului.

În a doua etapă de acționare a întrerupătorului de rețea, când acesta rămâne apăsat, starea de STAND-BY dispare, etajul comandat se alimentează cu tensiunea necesară și televizorul începe să funcționeze normal.

În televizoarele la care starea de STAND-BY exclude funcționarea alimentatorului, întrerupătorul de rețea trebuie închis, ca și pentru starea normală de funcționare.

1.2. **Generarea stării de STAND-BY prin acționarea emițătorului de telecomandă.**

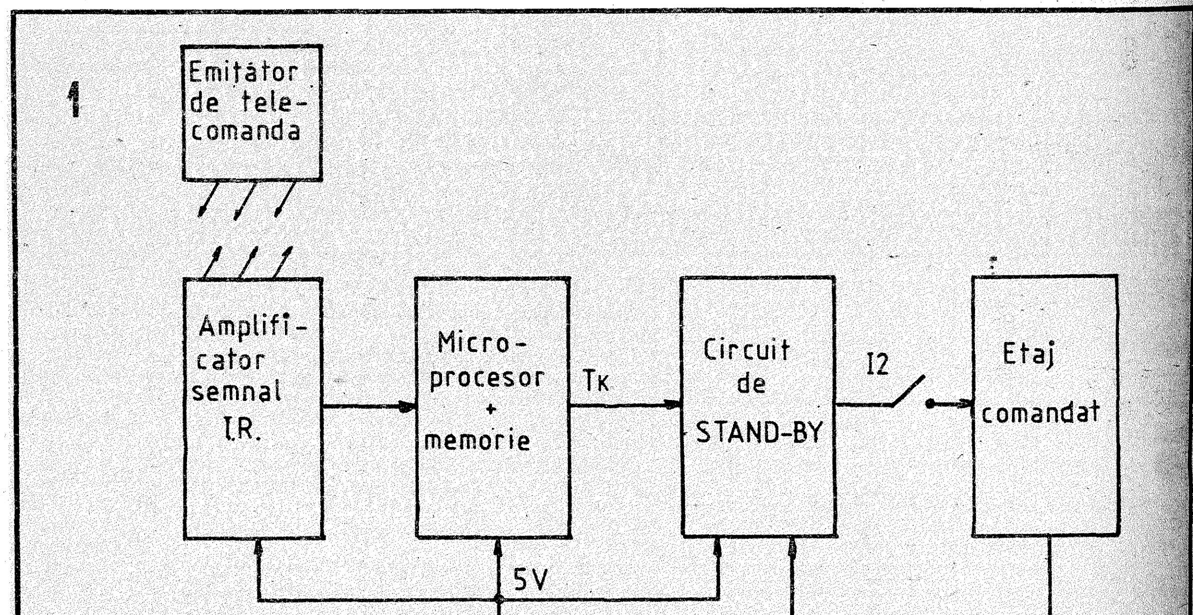
Prin acționarea unei taste a emițătorului de telecomandă, destinată acestui scop, se întrerupe alimentarea majorității etajelor funcționale prin intermediul etajului comandat, receptorul de TVC trecând în starea de STAND-BY.

Înainte de acționarea emițătorului, receptorul de TVC funcționa normal, tensiunea din terminalul T_k al microprocesorului fiind în starea „0" logic, adică zero volți.

Prin acționarea tastei potrivite a emițătorului, microprocesorul primește o comandă de la amplificatorul de semnal I.R., care îi modifică starea terminalului T_k din „0" logic în „1" logic, tensiunea din acest punct devenind 5 volți.

Răspunsul circuitului de STAND-BY la primirea acestei tensiuni este același ca și în cazul anterior.

Întrerupătorul I_2 este figurat simbolic, acesta putând fi reprezentat fie de un releu, fie de o tensiune de



blocare a funcționării etajului comandat.

Pentru punerea în funcțiune a receptorului de TVC se apasă pe o altă tastă a emițătorului de telecomandă, ca de exemplu una dintre tastele de program notate de la 0 la 9. La această comandă starea terminalului T_k trece din „1" logic, în „0" logic, tensiunea devenind zero volți. În această situație, circuitul de STAND-BY închide întrerupătorul I_2, etajul comandat funcționează, iar etajele funcționale primesc tensiunile de alimentare necesare.

Din exemplele practice care vor fi prezentate în continuare, vor rezulta, atât tipul de etaj comandat, cât și modalitatea concretă de rezolvare a întrerupătorului I_2.

1.3. Funcționarea alimentatorului în comutație în perioada stării de STAND-BY.

La receptoarele de TVC, la care starea de STAND-BY nu exclude funcționarea alimentatorului principal, acesta din urmă are o comportare anormală.

Caracteristica externă a alimentatorului exprimă modul de comportare al acestuia, funcție de anumite situații. În fig. 2 se reprezintă o caracteristică externă tipică a unui alimentator în comutație $U_o = f(I_o)$, unde U_o este tensinea redresată cea mai mare, aplicată unui consumator al TVC, iar I_o este curentul consumat de acesta.

Caracteristica externă este împărțită pe mai multe zone de funcționare. Zona de stabilizare, cuprinsă între C și F, corespunde unui curent de sarcină cuprins între I_{OC} și I_{OF}. Orientativ, pentru un anumit tip de TVC, I_{OC} poate fi 100mA și I_{OF} = 900 mA. Zona utilă folosită pentru stabilizare este cuprinsă între D și E și corespunde unui curent de sarcină cuprins între I_{OD} și I_{OE}. O statistică făcută pe mai multe tipuri de televizoare arată că I_{OD} poate varia între 150 și 250 mA, iar I_{OE} între 400 și 550 mA.

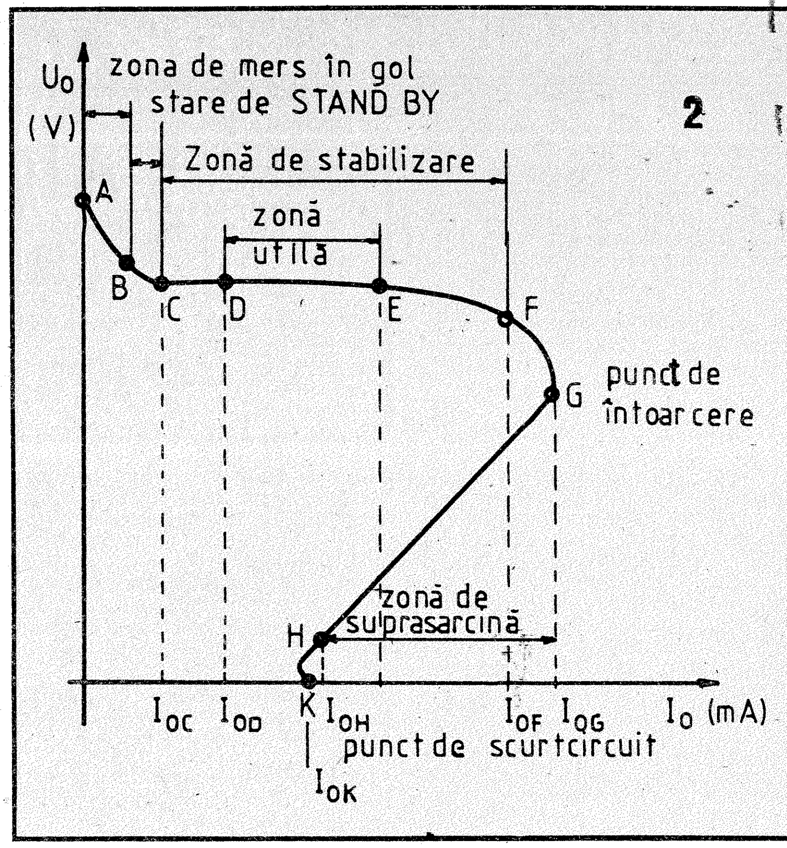
Cele două zone, de stabilizare și utilă, corespund unui regim normal de funcționare, caracterizat de tensiuni constante, indiferent de variațiile sarcinii.

Regimul de suprasarcină este caracterizat de tensiuni de ieșire mai mici decât cele normale și de scăderea continuă a curentului din secundar. Porțiunea de curbă cuprinsă între G și H, reprezintă zona de suprasarcină, iar G este punctul de întoarcere al caracteristicii. Scurtcircuitul total este marcat de punctul K, curentul I_{OK} variind între 50 și 450 mA. Regimul de funcționare în gol este caracterizat de tensiuni de ieșire mai mari și consum redus. Porțiunea de curbă cuprinsă între C și A, reprezintă zona de mers în gol. Tensiunea din punctul A poate să crească cu 20—30% față de tensiunea normală.

Starea de STAND-BY a televizorului este considerată ca o stare aparținând regimului de mers în gol. Porțiunea de curbă cuprinsă între B și C caracterizează starea de STAND-BY. Consumul aparatului în această stare este în jur de 2W, iar tensiunea de ieșire poate crește cu 7—10%.

La o scădere a consumului sub 2W, tensiunea de ieșire începe să crească mai rapid, caracterul ei devine oscilant, iar alimentatorul funcționează eșantionat. Scăderea consumului în secundar determină reducerea lățimii impulsurilor de comandă a tranzistorului de comutație sub durata minimă necesară unei comenzi sigure a acestuia (durata minimă pentru o funcționare sigură este de cca 1μs).

Pentru evitarea unei asemenea situații, în cadrul alimentatorului se impune introducerea unui circuit de protecție la mers în gol.



2. Generarea stării de STAND-BY în TVC de tip GOLDSTAR

În familia televizoarelor de tip GOLDSTAR, pentru generarea stării de STAND-BY se folosesc ambele moduri de acționare:

— cu întrerupătorul de rețea;
— cu emițătorul de telecomandă.

Etajul comandat este amplificatorul final de baleiaj pe orizontală, iar întrerupătorul I_2 (vezi fig. 1) este realizat cu un releu.

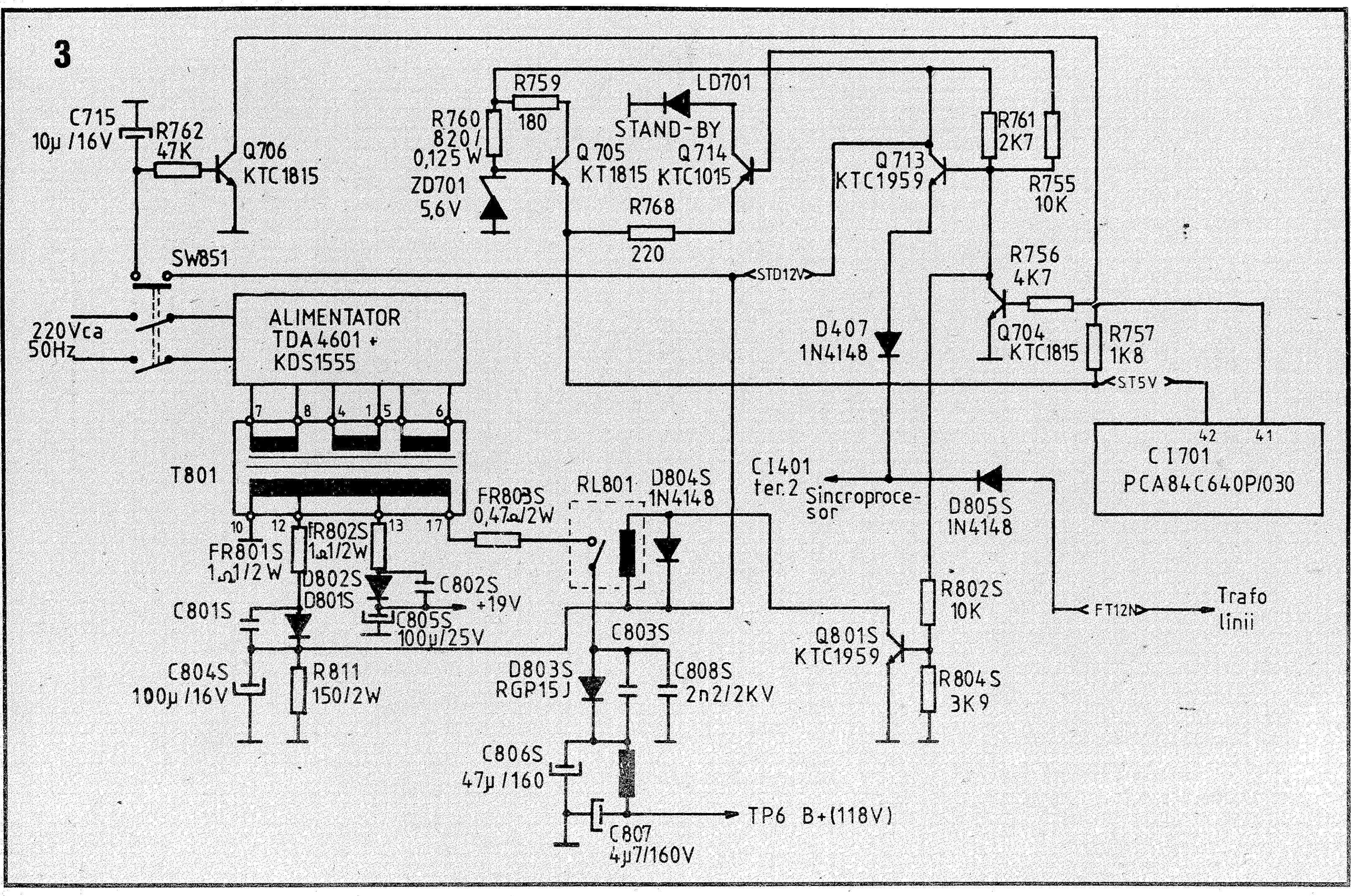
Pentru exemplificare se va alege o variantă mai modernă a acestei familii de TVC și anume modelul CKT 2190.

Schema de principiu a unei părți din schema bloc, dată în fig. 1, este reprezentată în fig. 3.

Funcționarea schemei este descrisă în cele ce urmează.

Trecerea televizorului în starea de așteptare (STAND-BY) din starea de funcționare se realizează prin intermediul dispozitivului de telecomandă.

La acționarea tastei „STAND-BY" de pe panoul emițătorului de telecomandă, microprocesorul PCA84C640P/030 primește o comandă la terminalul 35, care modifică starea de funcționare a acestuia, în sensul că tensiunea de la terminalul 41, care în timpul funcționării televizorului era zero volți, devine 4—5 volți.



(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

Alarmă auto

ing. ȘERBAN NAICU

Dispozitivul prezentat mai jos reprezintă un sistem antifurt ce poate fi montat pe orice autoturism care posedă o baterie de acumulatori de 12 V.

Alarma este pusă în „starea de veghe“ cu ajutorul unui întrerupător sau al unei chei cu întrerupător care se montează în interiorul autoturismului, într-un loc nu prea vizibil, cunoscut numai de proprietar (butonul B din figură).

Pentru a permite accesul în autovehicul sau părăsirea acestuia de către posesor, sistemul de alarmare conține un bloc de întârziere, care să pună în funcțiune sistemul la câteva secunde de la deschiderea portierei (timp necesar să dezactiveze sau să activeze alarma).

Shema realizată este prezentată mai jos.

La coborârea posesorului de autoturism, acesta activează alarma prin închiderea butonului B.

Butoanele K_1, K_2... K_6 sunt amplasate la portiere și la capote fiind de tipul „cu revenire“, ca cele deja existente pe autoturism la portierele din față pentru aprinderea plafonierei. Prin apăsare — portiera închisă — aceste butoane desfac contactul, iar prin eliberare — portiera deschisă — ele închid contactul.

Să urmărim funcționarea montajului. Dacă una dintre portiere sau capote este deschisă, unul dintre butoanele K se va închide, alimentând circuitul de la bateria autoturismului. Cele două circuite integrate de tip operațional (ßA741) sunt polarizate la intrarea neinversoare (pinul 3) cu un potențial fix dat de divizorul R_1—R_2 (aproximativ 4,9 V). Până când tensiunea de la intrarea inversoare (pinul 2) nu depășește cu puțin tensiunea de la intrarea neinversoare (pinul 3) amplificatoarele operaționale au practic la ieșire (pinul 6) o tensiune pozitivă apropiată de cea a sursei de alimentare. Deci în această situație D_1, D_2 și T sunt blocate.

Rezistența R_4 este astfel calculată încât C_2 să se încarce la potențialul de 4,9 V în 45 sec.

În timpul celor 8 secunde posesorul autoturismului are timpul necesar de a „activa“ alarma (închiderea întrerupătorului B), de a cobori din autoturism și de a închide portiera. La închiderea portierei, K se închide.

Circuitul este dezalimentat, C_1 se descarcă prin R_4, R_1, R_2. Se observă că la tăierea alimentării D_1 este deschisă de potențialul de pe C_1.

Condensatoarele se vor descărca complet. Alarma este în acest moment în „stare de veghe“.

Dacă se deschide una dintre portiere sau capote, unul dintre butoanele K se va închide.

Butonul B fiind și el închis, condensatoarele C_1 și C_2 vor începe să se încarce. După 8 secunde (dacă nu se deschide B) potențialul de pe C_1 aplicat la pinul 2 al C.I.2 va egala și apoi va depăși potențialul de pe pinul 3 al aceluiași amplificator operațional care funcționează deci ca un comparator.

Ieșirea C.I.2 (pinul 6) va avea un potențial practic egal cu masa. Tranzistorul T, care era blocat, se va satura. Curentul său de colector va alimenta bobina releului care va anclanșa, închizând contactul, alimentând astfel claxonul mașinii, alarma intrând în funcțiune.

La dimensionarea tranzistorului T se va ține cont de curentul necesar pentru anclanșarea fermă a releului. De asemenea trebuie avut în vedere la alegerea releului că trebuie să suporte pe contactele sale un curent de 4—5 A, necesar claxonului.

Dioda D_3 are rolul de a proteja tranzistorul de eventualele supratensiuni de autoinducție care apar în bobina releului la deconectarea sursei de alimentare.

Dacă portiera sau capota se vor închide, alarma va înceta. Dacă nu se închid, alarma va continua. Trebuie totuși avut în vedere un timp după care alarma să înceteze, chiar dacă posesorul autovehiculului nu a apărut pentru a o bloca. Acest lucru este necesar pentru a nu descărca bateria de acumulatori.

Acest timp, necesar pentru a atenționa pe cei din jur, este de cca 45 sec. Să urmărim cum se va opri alarma după această temporizare. Condensatorul C_1 se încarcă prin R_3. După timpul prescris pentru încărcare, 45 s, potențialul pe C_1 (care este potențialul de la pinul 2 al C.I.1) va egala și apoi va depăși potențialul de la pinul 3 al aceluiași circuit integrat.

În acest moment, ieșirea lui C.I.1 (pinul 6), care se găsea la un potențial pozitiv mai mare, va deveni apropiată de potențialul masei. Astfel D_2 se va deschide, iar C_2 se va descărca prin D_2 și C.I.1, potențialul

Ceas cu alarmă

ing. DRAGOȘ MARINESCU

Acest articol este o completare a articolului „Ceas cu alarmă“ al domnului Mihai Marius Popescu, apărut în Tehnium Nr. 10/1992.

După cum se vede în figură, au fost efectuate unele schimbări:

1 — S-a renunțat la casca telefonică CT și a fost înlocuită cu un etaj format din tranzistoarele BC107, BD 135 și difuzorul de 4—8Ω.

2 — S-a introdus comutatorul K1 cu două secțiuni și trei poziții care are următoarele funcții:

— poziția 1 — folosește ca semnal de alarmă melodia circuitului integrat MMC 334;

— poziția 2 — deconectează alarma;

— poziția 3 — folosește ca semnal de alarmă bip-ul SON al ceasului MMC 353A.

3 — S-a conectat în circuit printr-un push-button, funcția SLEEP (SL — pin 37), care permite autodeconectarea radioului (RADIO — pin 7) după un interval de la 1 până la 59 minute, programabil din butoanele SL + MIN.

4 — S-au folosit push-buttons și nu comutatoare senzoriale.

5 — S-a introdus de la pinul 22 un rezistor de 8,2 kΩ către +5V pentru a avea pe pinul 22 nivel logic ferm.

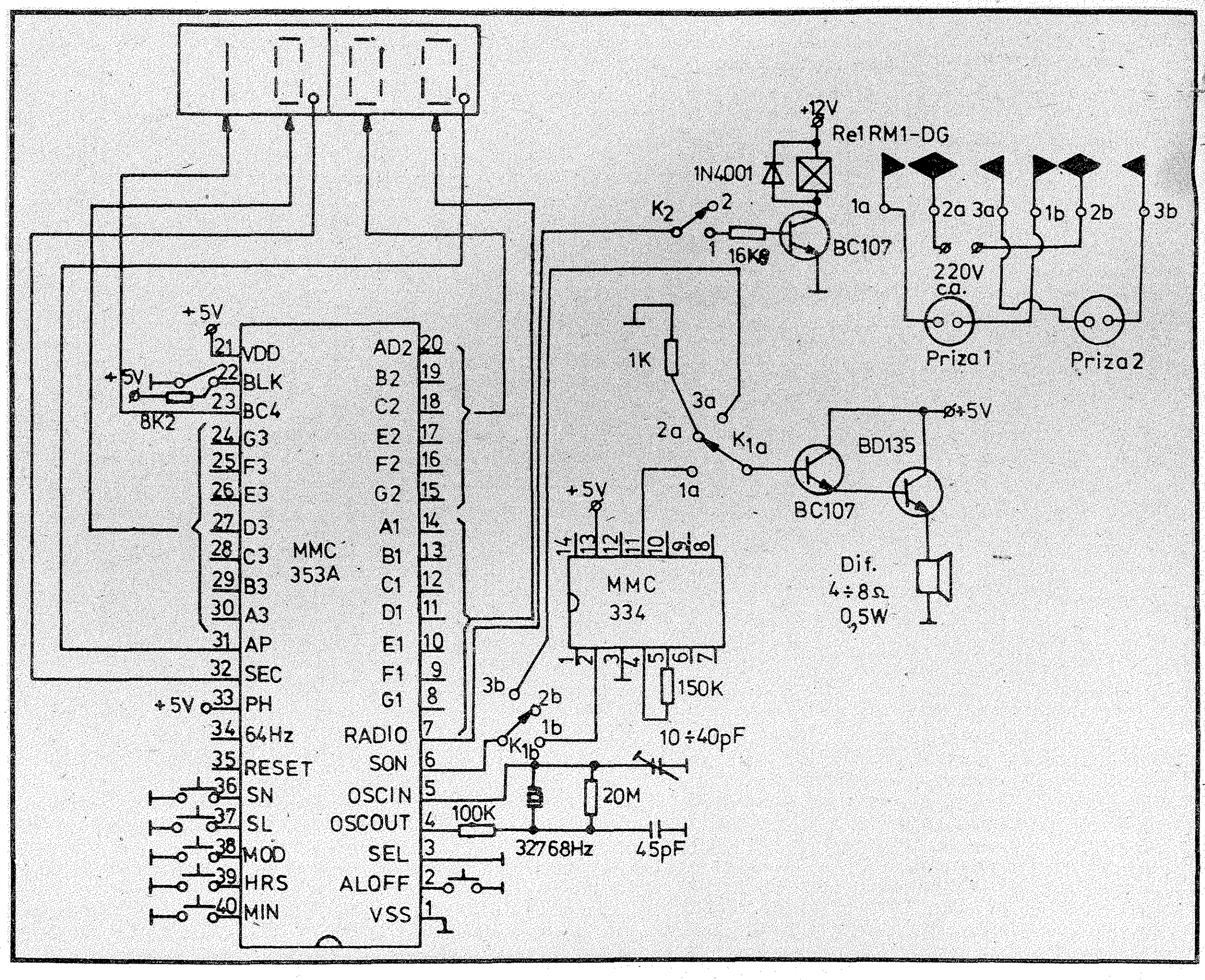
6 — S-a introdus etajul format din tranzistorul BC 107, releul RM1—DG (tensiune +12V, două contacte comutate) și cele două prize. Acest etaj permite comutarea tensiunii de 220 V c.a. de pe o priză pe cealaltă la un nivel logic „unu“ dat de pinul 7—RADIO, la un moment prestabilit prin butoanele SN sau SL.

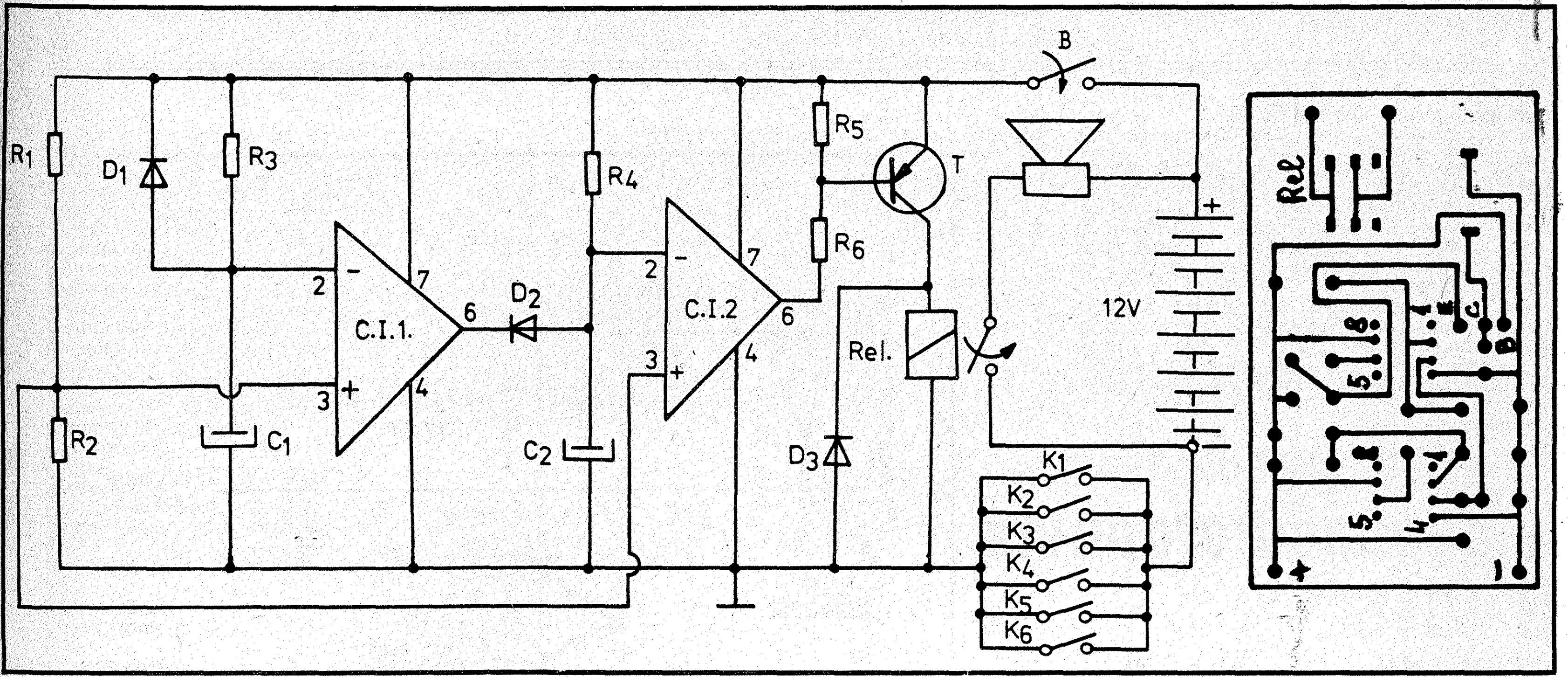
7 — S-a introdus comutatorul K2 care împiedică comutarea prizelor atunci când este deschis.

8 — Alimentatorul are tensiunile de +5V/1A și +12V/200mA.

Cu aceste modificări ceasul devine mai versatil, putând comanda și pornirea/oprirea unor obiecte electrocasnice (radio, TV etc.).

ATENȚIUNE! — *Folosiți prize cu împământare, la fel și ștecherul, iar curentul maxim permis este limitat de către contactele releului folosit (în cazul contactului RM1-DG curentul este de 1A).*





pe C_2 coborând astfel încât potențialul pinului 2 al C.I.2 va cobori sub cel al pinului 3 iar C.I.2 va bascula din nou în starea cu ieșirea la un potențial pozitiv mare. Tranzistorul T se va bloca din nou, releul va declanșa, deci alarma va înceta.

La deschiderea lui B se va debloca D_1, iar C_1 se va descărca prin D_1, R_1, R_2 și ciclul se poate relua.

Cablajul realizat are dimensiunile de 40 x 70 mm.

S-au utilizat circuite integrate βA741/741JN/741MN în capsulă mică cu 8 pini. Dacă se va utiliza capsula mare cu 16 pini βA741/741J/741M se va ține cont de echivalența terminalelor: 2(4), 3(5), 4(6), 6(10), 7(11).

Se mai pot utiliza comparatoare de tip βA339 sau două amplificatoare operaționale de pe circuitul integrat cvadruplu βA324.

Caracteristicile tehnice ale montajului sunt:

— tensiunea de alimentare: 12 V;

— curent „consumat" în starea de prealarmă: 10 mA;

— curent „consumat" în starea de alarmă: 45 mA.

Lista de materiale: CI2 = βA741, T = BD136(140), R_1 = 680 Ω, R_2 = 560 Ω, R_3 = 200 kΩ, R_4 = 150 kΩ, R_5 = R_6 = 1,5 kΩ, C_1 = 330 μF/16V, C_2 = 68 μF/16V, D_1 = D_2 = D_3 = 1N4148.

Toate componentele sunt produse de industria românească de componente.

Modul sunet

ing. **BARBU POPESCU**

Modulul de sunet, a cărui schemă este prezentată în figură, poate fi folosit în cadrul unui receptor destinat recepției programelor TV transmise prin satelit.

Semnalul de înaltă frecvență este aplicat prin intermediul filtrului „trece-sus" realizat cu grupul $C_1L_1C_2$ etajului de amplificare realizat cu tranzistorul T_1 și piesele aferente.

În colectorul său se află conectat filtrul de bandă realizat cu ajutorul bobinelor L_2L_3 și L_4L_5.

Selectivitatea este asigurată cu ajutorul a două circuite rezonante serie, realizate cu diodele varicap D_1 D_2 și bobinele L_3L_4; cuplajul este asigurat prin condensatorul C_5.

Prin intermediul bobinei L_5, semnalul de înaltă frecvență este aplicat la intrarea circuitului integrat A_1.

Schema este o aplicație tipică a circuitului integrat TBA 120 U și nu prezintă particularități deosebite.

Defazarea semnalului de înaltă frecvență se face în circuitul oscilant realizat cu ajutorul bobinei L_6 și capacitatea diodelor varicap D_3, D_4.

Cu ajutorul potențiometrului P_1 se realizează acordul în gama 5,8 ÷ 8,2 MHz.

Condensatorul de dezaccentuare C_{12} poate avea valori cuprinse între 22—47 nF, funcție de constanta de timp dorită.

Bobinele pot fi realizate astfel:

L_1 = 17 μH; cca. 30 ÷ 40 spire Cu Em Ø 0,14 bobinate pe ferită cu L = 12 ÷ 15 mm și Ø = 1,5 mm.

L_2 = 8 spire Cu Em Ø 0,09 bobinate pe un mosor de ferită (de la o medie frecvență de 455 kHz).

L_3 = 18 μH; cca. 26 spire Cu Em Ø 0,09 bobinate peste L_2.

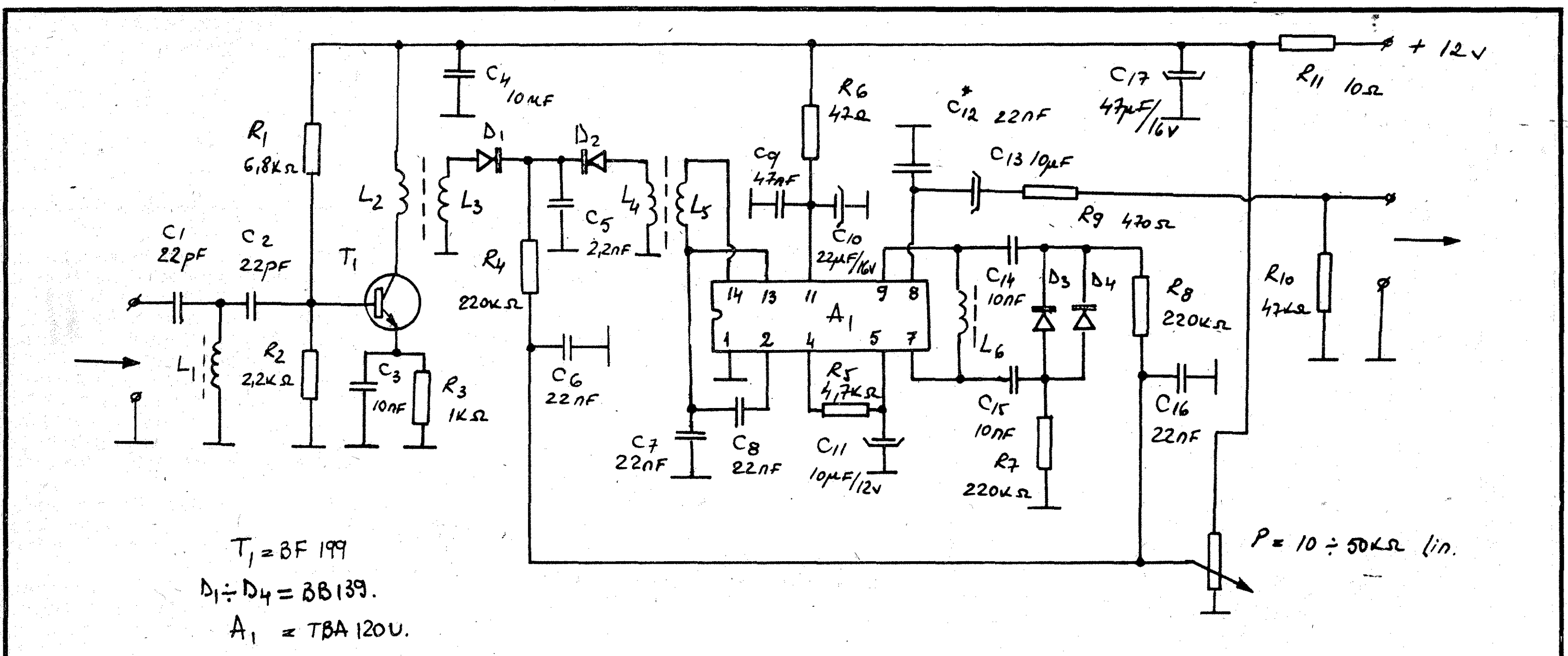
L_4 = 18 μH; idem L_3.

L_5 = 8 spire; idem L_2.

L_6 = 9 μH; cca. 20 ÷ 25 spire Cu Em Ø 0,14 bobinate pe o carcasă Ø 5 mm (oscilator US radio „COSMOS").

Pentru reglaj, se poziționează P astfel încât tensiunea măsurată pe cursorul său să fie de cca. 2,5 V; intrarea modulului sunet se conectează la ieșirea amplificatorului AFI — cale comună de la un receptor TV și acționând asupra miezurilor filtrelor se încearcă obținerea unui sunet optim.

În locul tranzistorului T_1 se poate folosi orice tranzistor din seria BF, iar în locul circuitului TBA 120 U, circuitele echivalente A 223 D sau K 174 UR 4.



Primele videocasetofoane destinate marelui public prezentau doar o definiție a imaginii limitată. Acest lucru se datora faptului că, pentru înregistrarea unei imagini cu o definiție ridicată, este necesar să memorăm o bandă largă de frecvențe, deci trebuie o mare suprafață de bandă magnetică.

Din motive practice, a fost necesar să se reducă cantitatea de bandă magnetică, în special în cazul videocamerelor. Sistemul U-matic (utilizat în domeniul semiprofesional), rezolvă într-o mai mică măsură problema, decât sistemele pentru

Videocasetofoanele S-VHS și video Hi-8

ing. **ŞERBAN NAICU**

marele public care i-au urmat (Betamax, VHS, V2000), apărând banda de 8 mm.

Reducerea suprafeței benzii necesare înregistrării imaginii a fost însoțită de o modernizare a tehnicilor de exploatare a acestei benzi, cu introducerea sunetului numeric și a unui sistem de urmărire a pistei, automat, ceea ce îmbunătățește citirea benzii.

Versiunea mini a casetei VHS cuprindea într-o cutie mai mică aceeași bandă ca cea introdusă în caseta VHS denumită „full size", pentru a se asigura compatibilitatea (și configurația pistelor române la fel). Compatibilitatea era completă cu ajutorul unui adaptor mecanic care transforma caseta VHS—C în „full size". Autonomia casetei va scădea la 30 min (modelele noi, 45 min.). La videocamere, pentru prelungirea acestei durate (dublare) s-a recurs la scăderea la jumătate a vitezei de defilare a benzii.

Benzile magnetice au evoluat, prezentând o creștere importantă a capacității lor de stocare.

Standardele „Super" pentru VHS și „Hi-Band" pentru 8 mm sunt mai bine adaptate la foarte buna definiție pe care o au în prezent captorii video ai camerei de luat vederi. La aceste două noi standarde, care păstrează dimensiunile geometrice ale casetelor VHS și 8 mm, se constată o creștere a definiției de la 220—250 puncte/linie la 400—440 puncte/linie (atingând limitele tuburilor cinescop cu definiție normală).

În figura 1 este prezentat spectrul frecvențelor înregistrat pe bandă, respectiv lărgimea benzii de trecere și excursia de frecvență la formatele VHS „standard" și S—VHS. Variantele Hi—Fi fac apel la două purtătoare (1,4 MHz și 1,8 MHz) modulate în frecvență.

În figura 2 se prezintă lărgimea benzii de trecere și excursia de frecvență la formatele Video—8 „standard" și Hi—8. În versiunea mono, se utilizează o singură purtătoare MF (1,5 MHz), iar la versiunea stereo două purtătoare MF (1,5 și 1,75 MHz). Informațiile de crominanță și luminanță sunt separate. Aceste informații modulează în frecvență o subpurtătoare. La sistemul VHS subpurtătoarea este la 627 kHz, la 8 mm este la 743 kHz în PAL (și puțin mai jos la NTSC).

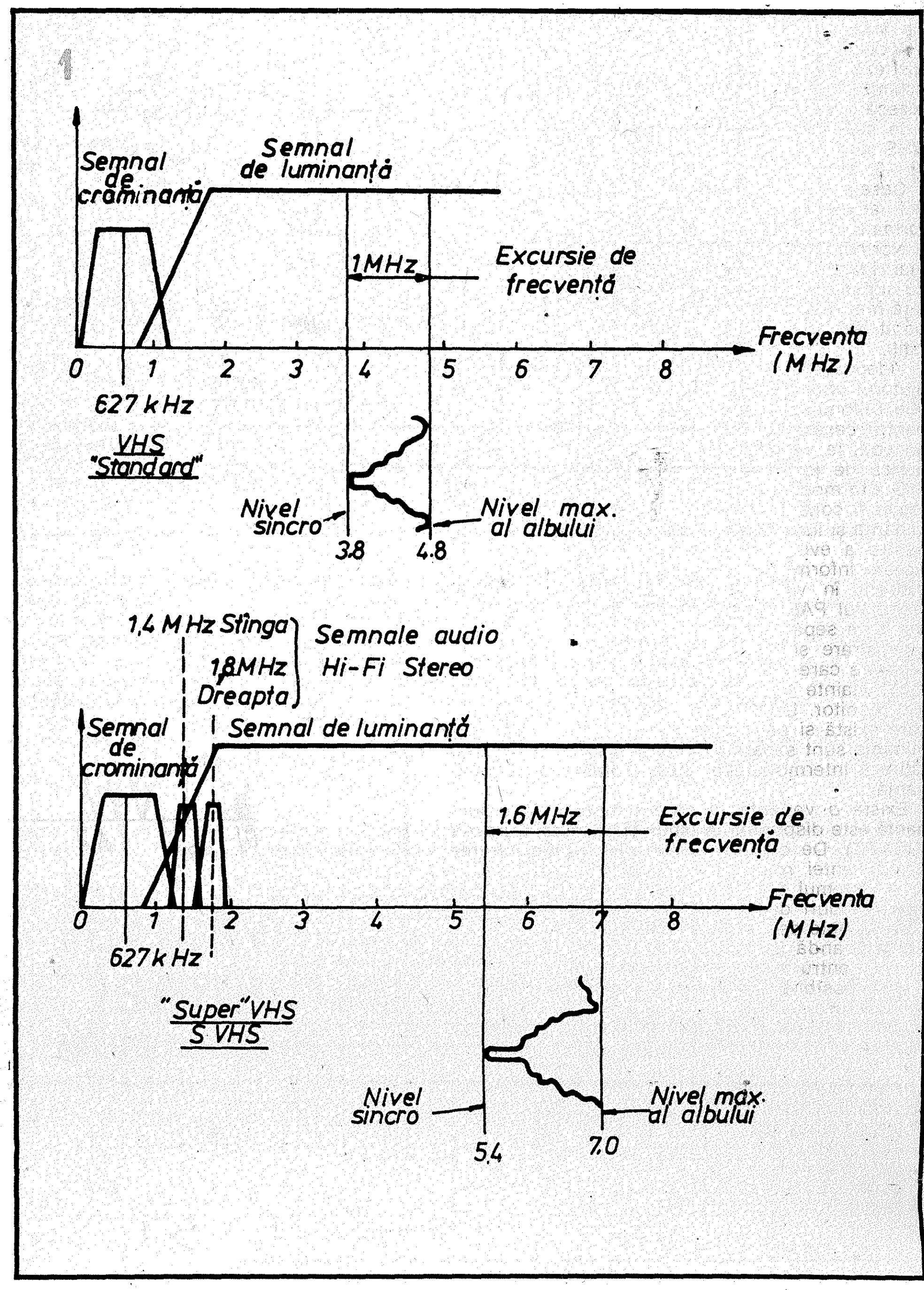
Excursia de frecvență a semnalului de luminanță este de 3,8 la 4,8 MHz (1 MHz) la VHS, iar la Video—8 variază de la 4,2 la 5,4, MHz (1,2 MHz).

Banda de 8 mm suportă alte semnale, pentru alinierea pistelor cu frecvență foarte joasă (100—163 kHz) și subpurtătoare modulată în frecvență pentru semnalele audio.

La sistemul S—VHS, pentru creșterea rezoluției imaginii, crominanța rămâne nemodificată, în schimb excursia de frecvență a purtătoarei de luminanță va crește de la 5,4 la 7 MHz, rezultând o lărgime de bandă de 1,6 MHz, mai mare decât în cazurile precedente.

La sistemul Hi—8 excursia de frecvență a luminanței este de 2 MHz, frecvența maximă fiind de 7,7 MHz. Cele două sisteme urmează deci drumuri paralele.

În ceea ce privește sunetul la sistemul VHS și S—VHS există o variantă care utilizează capete separate ce înregistrează în profunzime, două subpurtătoare modulate în frecvență pe un canal audio. Acesta este sunetul Hi—Fi pe care un număr mare de videocamere S—VHS nu îl folosesc totuși, păstrând sistemul înregistrării sunetului pe o pistă longitudinală.



La sistemul 8 mm se adaugă un semnal numeric care nu este multiplexat în frecvență ca celelalte componente, fiind plasat la începutul pistelor audio, într-un spațiu rezervat, diferit față de VHS unde semnalul Hi—Fi este integrat în semnalul video.

Se poate observa din spectrele prezentate că între standardul de bază și versiunea sa cu definiție îmbunătățită nu există compatibilitate.

Videocasetofoanele „Super" sau Hi pot să înregistreze casete normale și să le citească, în schimb, aparatele VHS sau 8 mm nu pot să citească casetele „super" sau Hi.

În ceea ce privește videocasetele, standardele VHS sunt mai puțin pretențioase decât S—VHS și Hi—8, având o bandă mai îngustă de frecvențe.

Caseta VHS utilizează o bandă cu oxizi metalici, iar caseta 8 mm o bandă tip pulbere metalică formată dintr-un aliaj de fier, cobalt și nichel.

Normele superioare utilizează benzi de calitate mai ridicată, S—VHS folosește o casetă cu bandă cu superoxizi, în timp ce banda 8 mm (cu suprafață mai redusă) folosește o bandă cu metal evaporat, sau o bandă cu pigmenți metalici îmbunătățiți.

Videocasetofoanele recunosc aceste casete cu ajutorul unor pinteni situați la caseta VHS în spatele oblonului, pentru caseta normală și în față, pentru caseta C. La casetele 8 mm se folosește un cod, la varianta Hi—8 una dintre găurile din partea de jos.

O altă modificare a fost făcută pe videocasetofoane și constă în separarea informațiilor de crominanță și luminanță în timpul transportului video pentru a evita pierderea unei părți din calitate. Aceste informații sunt separate în procesul înregistrării în videocasetofonul PAL sau SECAM (semnalul PAL sau SECAM va fi demodulat pentru a se separa luminanța și crominanța). După înregistrare și lectură se vor regăsi informațiile separate care vor fi multiplexate în PAL sau SECAM înainte de a fi demultiplexate în televizor sau monitor. La S—VHS există o mufă S—Video care există și pe monitor unde crominanța și luminanța sunt separate; se obține astfel o îmbunătățire a intermodulației între crominanță și luminanță.

Există o variantă la care semnalul de crominanță este disponibil la pinul 15 al mufei Euro-AV (SCART). De obicei la acest pin se afla intrarea componentei roșu.

La sistemul S—VHS sunetul este înregistrat în două moduri deodată: în profunzimea benzii de către capete separate (sunet Hi—Fi) și longitudinal pe bandă (sunet normal), stereo în Hi—Fi și mono pentru sunetul normal.

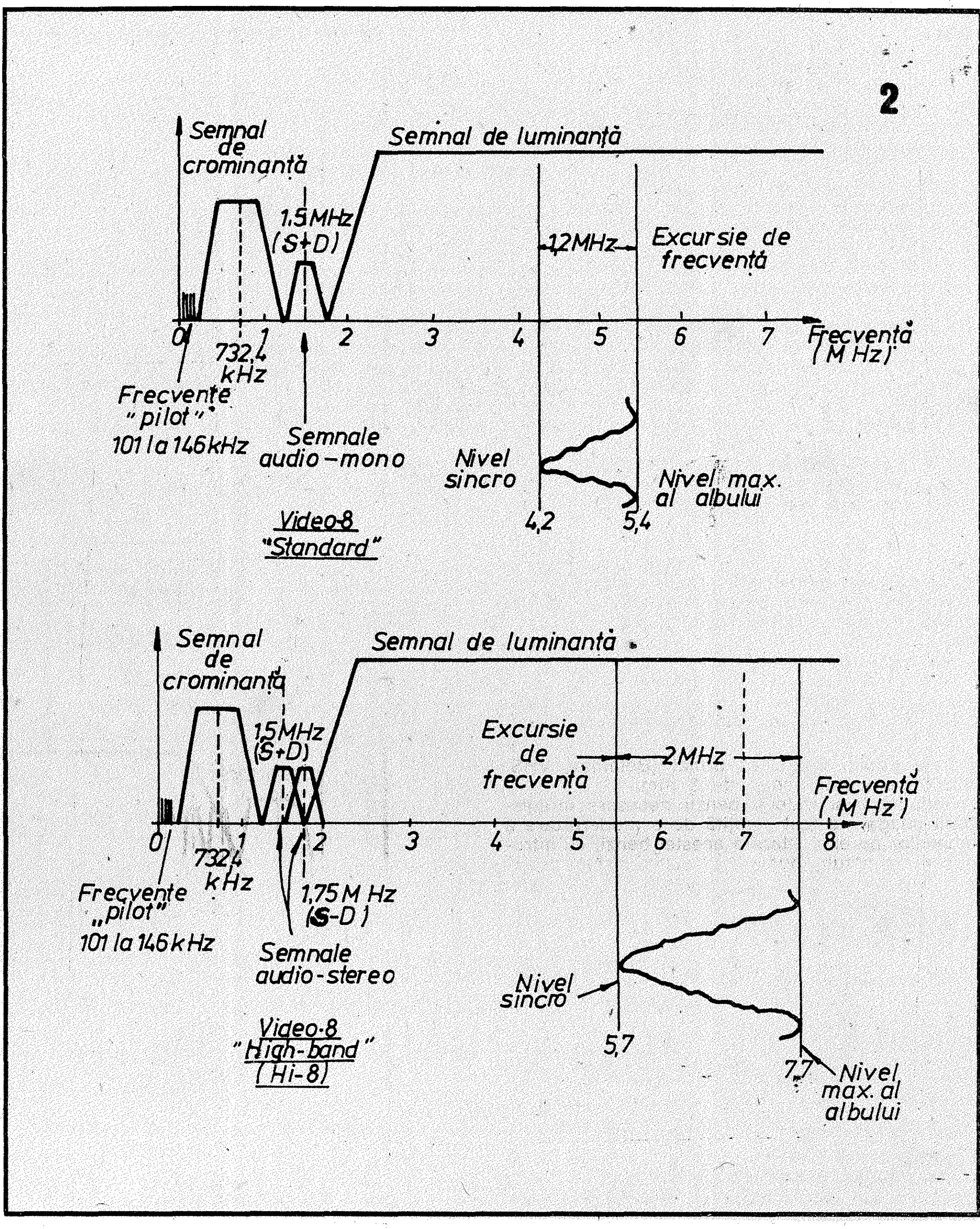
Este posibilă înregistrarea simultană, adică cu sunetul provenind de la un tuner MF stereo.

Sunetul pistei analogice poate fi eventual modificat după înregistrarea video. Sunetul sistemului Hi—8 are de asemenea două posibilități de înregistrare: sunet înregistrat cu MF și sunet numeric, cel mai bun. Înregistrarea are loc simultan în cele două sisteme; la lectură se va alege fie semnalul stereo în MF, fie cele două piste numerice sau un amestec al lor.

În modul mixaj se adună semnalele înregistrate și cele adăugate ulterior. Există și un mod bilingv, a cărui manipulare se face prin telecomandă. În cele două standarde există trei tehnici de înregistrare a sunetului: analogic, MF și numeric.

În ceea ce privește imaginea supervideourile (S—VHS și Hi—8) asigură o superioritate netă față de VHS și 8 mm.

BIBLIOGRAFIE:
Le Haut-Parleur



Giroled-ul

ing. DRAGOȘ MARINESCU

Giroled-ul este un nou dispozitiv optoelectronic produs în țară de firma ROMES—S.A. (parte din fostul I.C.C.E.).

Giroled-ul este format din opt led-uri (patru roșii și patru verzi) comandate cu un circuit integrat. Întreg ansamblul este plasat într-o capsulă TO—39 cu fereastră.

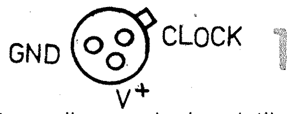
Configurația terminalelor (vedere dinspre terminale) este prezentată în figura 1.

Giroled-ul se poate alimenta între 4 și 8V. Totuși este de preferat ca pinii V+ și CLOCK să fie înseriați cu câte un rezistor de limitare a curentului, calculat ca pentru led-urile normale.

Se impune ca impulsurile de tact aplicate pe pinul CLOCK să aibă amplitudinea aproximativ egală cu valoarea tensiunii de alimentare. Tactul nu trebuie să depășească 100 Hz.

Giroled-urile se pot folosi la realizarea reclamelor sau firmelor luminoase cu text fix.

Forma rotundă a dispozitivului

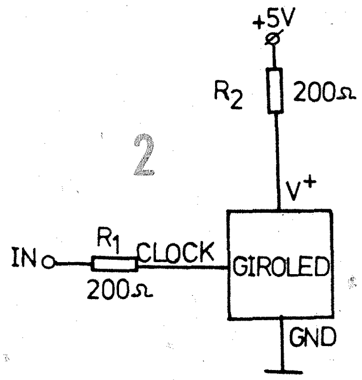


permite realizarea de inscripții cu caractere rotunde, cu caractere de mână, etc.

Giroled-urile nu se pot folosi la realizarea de firme luminoase cu text rulant (nu permit utilizarea într-o schemă în care se folosește principiul multiplexării elementelor de afișaj).

În figura 2 se arată modul de conectare la o sursă de +5V. Pe pinul CLOCK impulsurile vor avea amplitudinea de aproximativ +5V.

Sunt momente în care trebuie să vizualizăm prezența unei oscilații și



nu avem la îndemână un osciloscop.

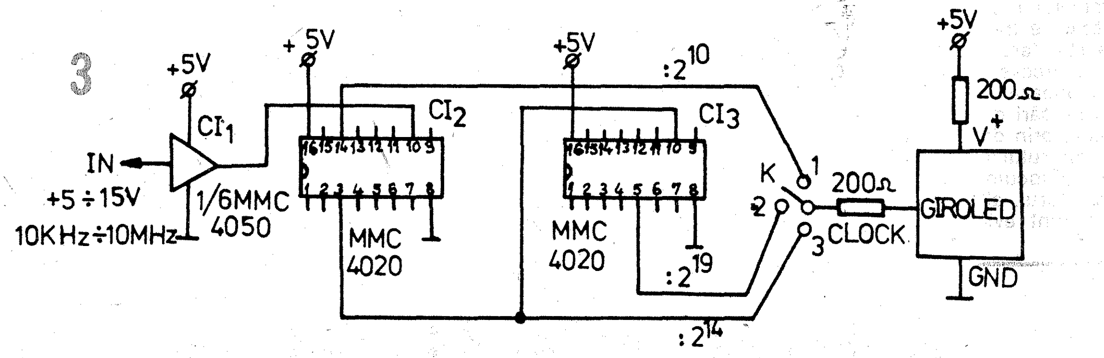
Schemele din figura 3 și figura 4 ne dau o informație vizuală asupra prezenței oscilației și cu aproximație a ordinului de mărime. Amplitudinea oscilației trebuie să fie între +5V și + 15V.

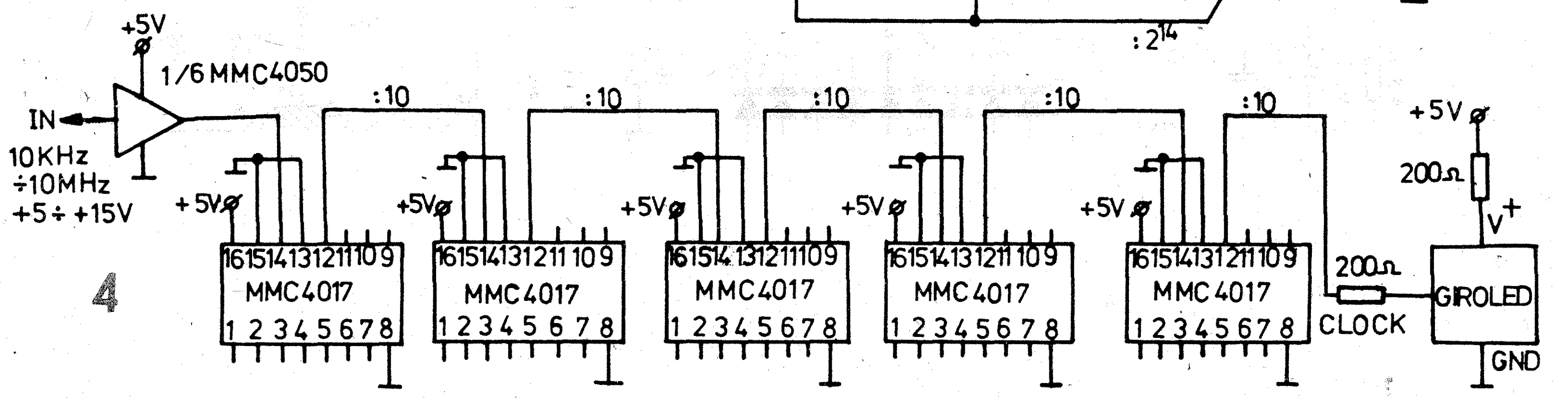
Din comutatorul K se comută divizoarele, pentru a menține frecvența la pinul CLOCK al giroled-ului sub 100 Hz.

Schema din figura 3 este mai puțin costisitoare, dar aproximarea ordinului de mărime a frecvenței oscilației se face mai greu.

La schema din figura 4 crește gradul de repetabilitate a măsurărilor pe diverse game, dar crește și prețul de cost.

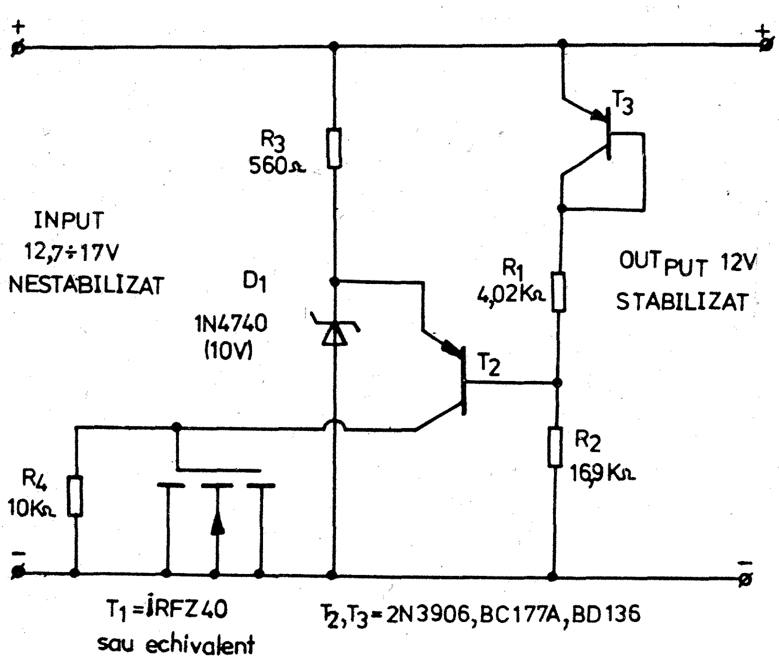
Încercați și pe parcurs veți descoperi alte și alte noi posibilități de utilizare a giroled-ului.





Stabilizator de tensiune de 20 A

ing. AURELIAN MATEESCU



În cazul unui stabilizator de tensiune, este importantă căderea de tensiune înregistrată pe elementul serie, deoarece determină valoarea tensiunii minime de intrare pentru a se obține la ieșire parametrii necesari.

Atunci când stabilizatorul este utilizat într-un montaj alimentat de la baterii se impune ca această cădere de tensiune să fie cât mai mică pentru a se putea mări durata de utilizare a bateriei.

Circuitul prezentat în figura 1 beneficiază de avantajele oferite de un tranzistor MOSFET cu canal n de tip IRFZ 40 sau echivalent. Tranzistorul are rezistența internă foarte mică, asigurând o cădere de tensiune de maximum 700 mV, chiar atunci când tranzistorul livrează un curent de 20 A.

Montajul poate fi optimizat pentru orice curent prin selectarea tranzistorului T1.

Dioda Zener D1 determină o tensiune de referință de 10V. Pentru a regla tensiunea de ieșire, o parte a acestei tensiuni, determinată de divizorul R1R2, se aplică bazei lui T2 care atacă poarta lui T1, pentru a menține tensiunea dorită.

Tranzistorul T3 este inclus în bucla de reglaj pentru a compensa efectul variației temperaturii asupra joncțiunii B—E a lui T2.

În cazul în care se solicită un regulator pozitiv (la care intrarea — și ieșirea — este comună) se fac următoarele modificări:

— T1 se înlocuiește cu un tranzistor MOSFET cu un canal P indus;

— se inversează dioda D1;

— tranzistoarele T1 și T3 se înlocuiesc cu tranzistoare complementare (NPN).

În cazul în care se urmărește îmbunătățirea stabilității stabilizatorului față de variațiile de temperatură, dioda D1 va fi înlocuită cu o referință de 10V de precizie ridicată.

Utilizând componentele indicate se obțin următoarele performanțe:

— tensiunea de ieșire U_{OUT} = 12V;

— teniunea de intrare U_{IN} = 12,7 ÷ 17V;

— curent maxim de ieșire I_{OUTmax} = 20A

Pentru a se modifica valoarea tensiunii de ieșire se modifică și raportul rezistențelor R1/R2. În cazul în care se dorește o tensiune de ieșire sub 10V se înlocuiește dioda D1 cu o diodă Zener cu tensiunea mai mică sau cu o referință de precizie de 5V. De asemenea T1 se înlocuiește cu un tranzistor având valoarea de prag mai scăzută, de tipul MTP50NO5EL sau echivalent.

La executarea montajului se va avea în vedere montarea lui T1 pe un radiator adecvat. De asemenea la montaj și manevrarea lui T1 se vor avea în vedere precauțiile de manipulare ale unui dispozitiv sensibil la încărcare electrostatică, chiar dacă tehnologic au fost prevăzute elemente de protecție.

Generator de caractere

GH. BĂLUŢĂ, ALEX. COTTA

Montajul propus mai jos este destinat testării terminalelor de calculator cu intrare de date serie. El generează la cerere un tren de impulsuri pe linia de comunicaţie cu terminalul, tren format după dorinţă (prin acţionarea unor comutatoare) şi care are semnificaţia unui anumit caracter alfanumeric, caracter grafic sau unei anumite comenzi. Trenul de impulsuri conţine: un bit de start, şapte sau opt biţi de date (fără bit de paritate) şi un bit de stop, conform normei RS232C.

Se pot efectua următoarele tipuri de teste:

— Verificarea corectitudinii funcţionării unui terminal, prin transmiterea unui anumit tren de impulsuri şi urmărirea răspunsului terminalului.

— Identificarea setului de caractere disponibile la un terminal necunoscut (fără documentaţie tehnică de exemplu), prin transmiterea tuturor combinaţiilor de impulsuri şi urmărirea răspunsului.

— Testarea „plajei de prindere" a terminalului, prin variaţia frecvenţei (vitezei de transmisie) în jurul valorilor standard şi urmărirea domeniului de frecvenţe în care terminalul funcţionează corect.

— Verificări de anduranţă ale terminalului, prin declanşarea automată a generatorului atât timp cât este necesar, înlocuind în această operaţie calculatorul, al cărui preţ şi amortisment sunt evident mult mai mari.

Schema montajului este dată în figura alăturată. Remarcăm existenţa unei bascule tip set-reset, realizată cu porţile NAND 1.1. şi 1.2. La apăsarea întrerupătorului I bascula trece în starea în care ieşirea 4 este „unu logic", iar ieşirea 3 este „zero logic". Astfel, pe de o parte este permisă trecerea impulsurilor prin poarta 1.3 (de la intrarea 8 spre ieşirea 10), iar pe de altă parte numărătorul în inel MMC 4017 nu mai este resetat (menţinut în „zero").

La intrarea 8 a porţii 1.3 se aplică fie impulsuri simetrice dreptunghiulare cu frecvenţa f_0 şi amplitudine 5 V_{vv} de la un generator extern, fie impulsuri generate de oscilatorul-divizor MMC 4060, cu frecvenţele standard 150, 300, 600, 1200, 2400, 4800 sau 9600 Hz, corespunzând aceloraşi viteze de transmisie (exprimate în BAUD/s). Oscilatorul trebuie în prealabil reglat la o frecvenţă cât mai apropiată de 153,6 kHz. Menţionăm că frecvenţa oscilatorului se schimbă sensibil o dată cu variaţia tensiunii de alimentare şi a temperaturii, motiv pentru care este recomandată măsurarea în condiţiile concrete de lucru. Ideală este procurarea unui cuarţ cu frecvenţa indicată, dar acesta nu este la îndemâna amatorilor.

Prin poarta 1.3 impulsurile ajung la intrarea 14 a numărătorului MMC 4017. La fiecare front pozitiv (crescător) al impulsurilor, are loc avansul cu un pas al nivelului „unu logic" pe cele 10 ieşiri decodificate. Transmise prin diodele conectate la ieşiri şi prin comutatoarele K3 — K10 aflate în poziţia „închis", nivelurile „unu logic" ajung succesiv la ieşirea generatorului.

Există o ieşire compatibilă TTL, care poate folosi în anumite aplicaţii şi o altă ieşire „STANDARD" care asigură condiţiile specificate de norma menţionată. Pentru cel de-al doilea caz se foloseşte circuitul integrat ROB 1488, special construit pentru acest scop, alimentat de la două surse, cu valorile indicate în schemă (curenţi livraţi maxim 25 mA).

Structura unui tren de impulsuri generat de montaj este:

— un bit de start (tensiune pozitivă la ieşire);

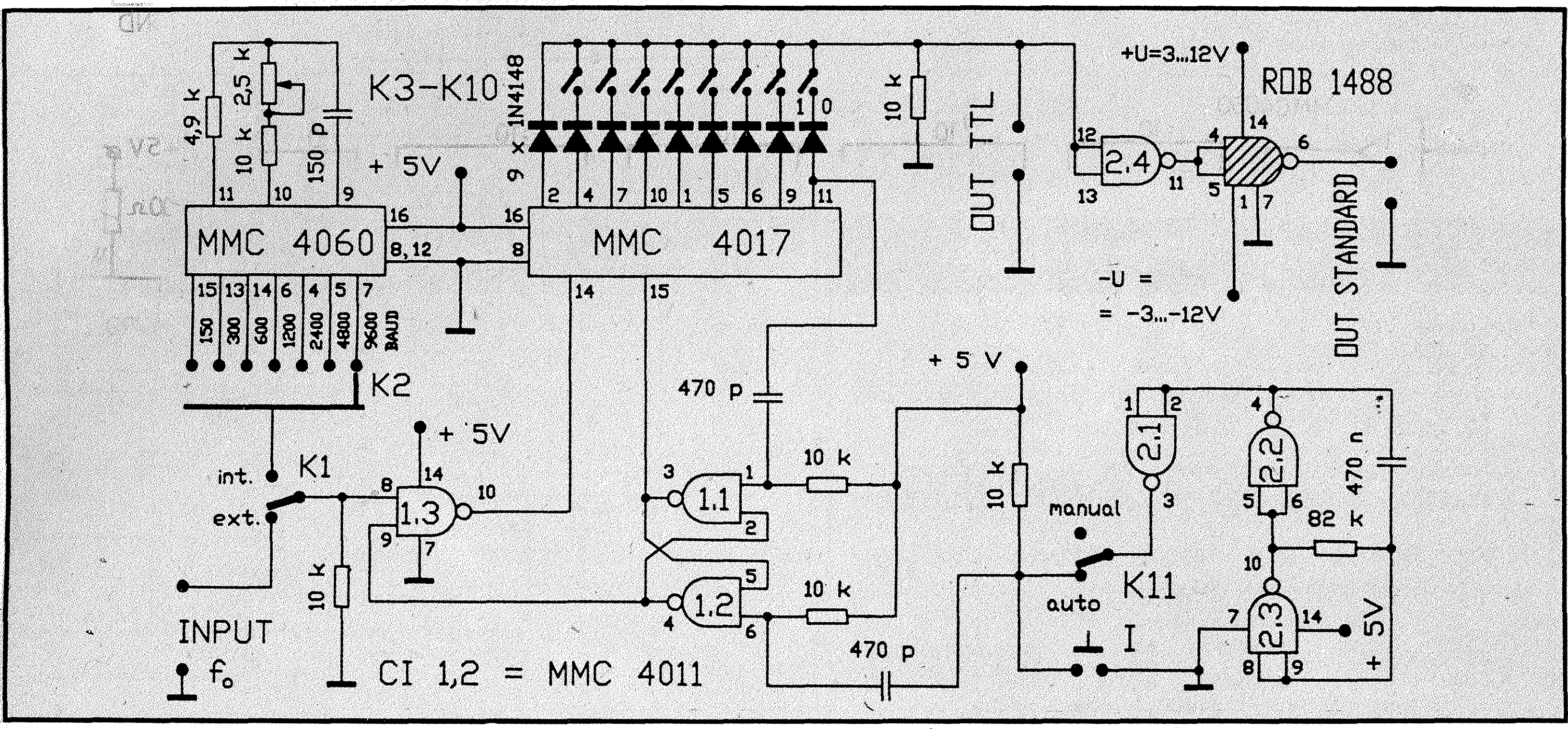
— 7 sau 8 biţi de date, conforme poziţiilor comutatoarelor K3 — K10 (comutator deschis = unu logic = tensiune negativă la ieşirea standard sau tensiune nulă la ieşirea TTL);

— un bit de stop (tensiune negativă sau nulă, ca în cazul bitului „unu" menţionat mai sus). Acest bit de stop trebuie creat prin poziţia „deschis" a lui K10 dacă s-au transmis numai 7 biţi de date, sau este generat automat în cazul transmisiei a 8 biţi de date, prin revenirea montajului la starea iniţială, de „aşteptare".

Revenirea se face după transmisia bitului 8 de date, pe frontul negativ (descrescător) al semnalului de la ieşirea 11, când bascula este adusă în starea iniţială.

Generarea unui nou tren de impulsuri se face „manual" prin apăsarea lui I. Este posibilă şi comanda automată a generării trenurilor, pe poziţia „auto" a comutatorului K11. În această situaţie, oscilatorul realizat cu CI 2.2. şi 2.3 (circa 100 Hz) declanşează periodic generatorul de caractere.

Alimentarea cu 5V se face de la o sursă stabilizată ce poate debita un curent de 25 mA.



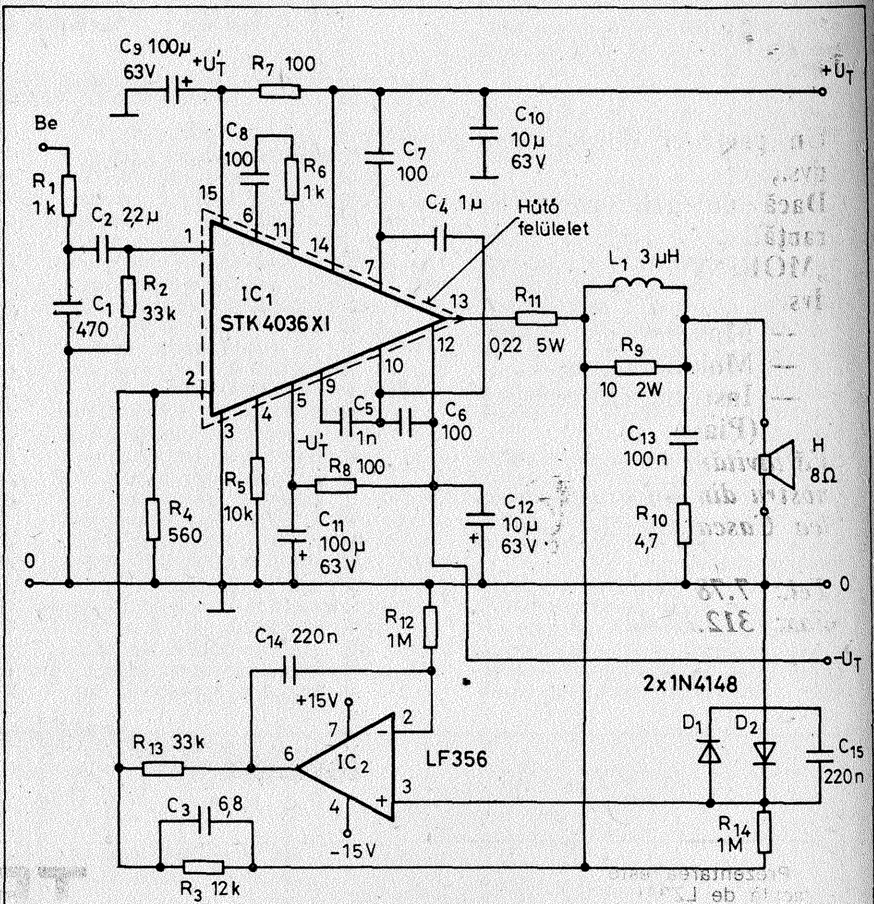
AF 50W

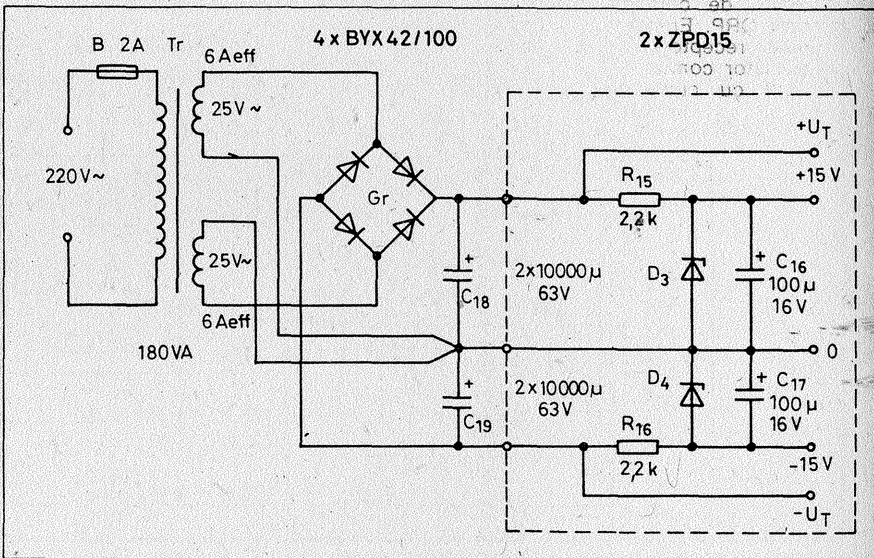
Montajul prezintă modul de folosire a circuitului STK 4036XI, ca să poată debita o putere audio de 50 W pe o sarcină de 8Ω, cu mai puţin de 0,03 procente distorsiuni pentru banda de 20 Hz — 20 kHz în condiţia excitării cu un semnal de 1 V.

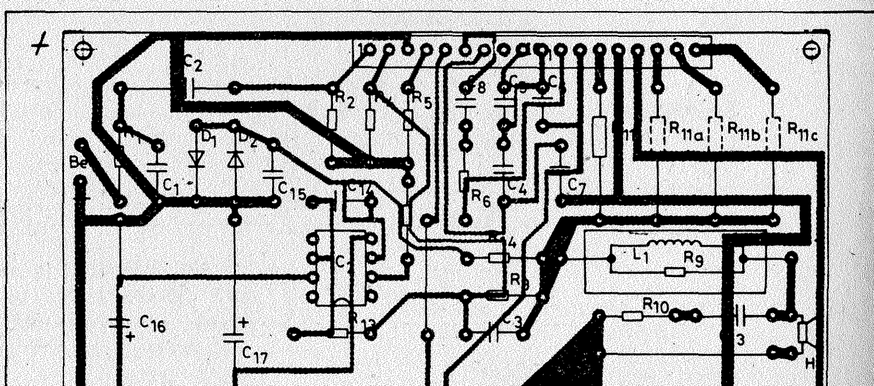
Pentru mai multă comoditate de lucru, prezentăm şi cablajul imprimat.

Alimentarea cu energie electrică se face din redresorul prezentat.

RADIOTECHNIKA 8/1993





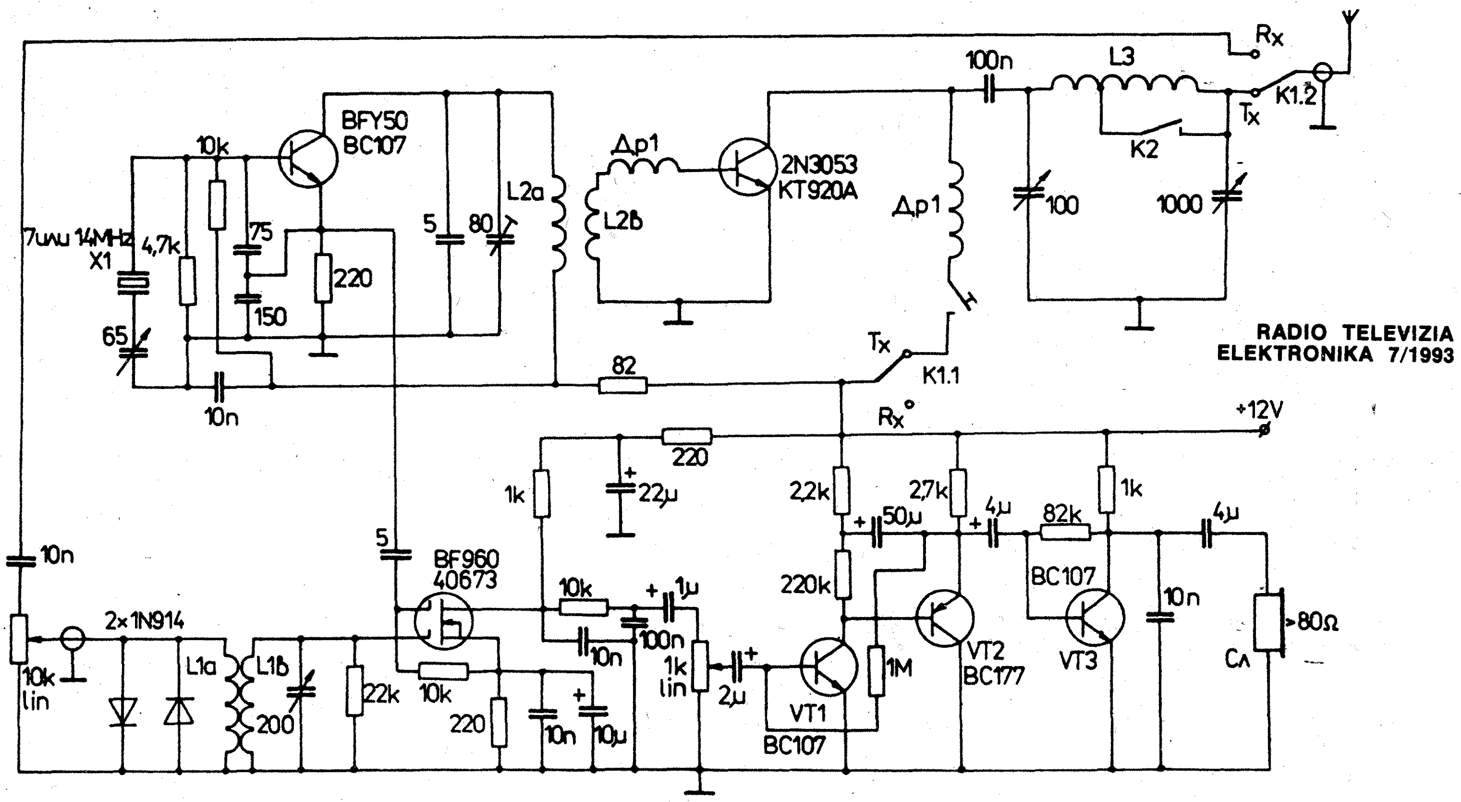


TRANSCEIVER QRP

Prezentarea este făcută de LZ3AI și recomandată amatorilor de comunicații QRP. Emițătorul și receptorul au oscilator comun pilotat cu cuarț în gama de 7 sau 14 MHz.

Modul de lucru Tx numai CW. Alimentarea cu 12 V.

Bobinele L*1* se fac pe tor de ferită (vezi desenul). L*1a* are 22 spire iar L*1b* are 2 spire din CuEm 02. Bobina L*2* are carcasă de 6 mm în care L*2a* are 11 spire, iar L*2b* are 5 spire CuEm 05, iar bobina L*3* are 20 spire CuEm 06 pe carcasă cu diametrul de 6 mm.



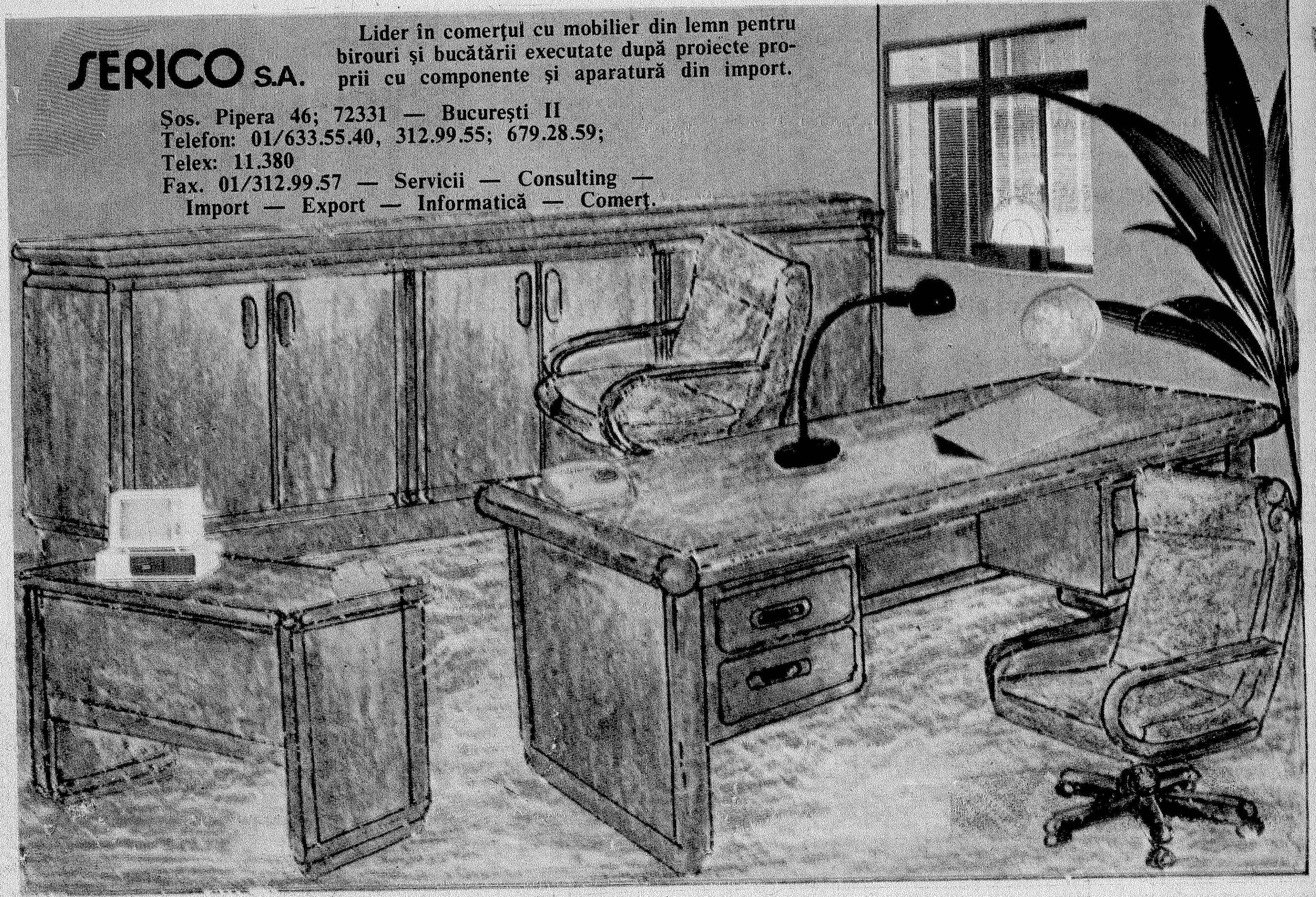
RADIO TELEVIZIA ELEKTRONIKA 7/1993

Redactor șef: ing. ILIE MIHĂESCU
Secretar general de redacție: ing. ȘERBAN NAICU
Redactori: V. STACH; V. CÂMPEANU
Grafică: I. IVAȘCU
Corectură: GEORGE IVAȘCU
Secretariat: M. MARINESCU

Administrația: Editura „Presa Națională" S.A.

Tiparul executat la Imprimeria „Coresi" București

INDEX 44212



IPA® SA

SOCIETATEA COMERCIALA PENTRU CERCETARE, PROIECTARE SI PRODUCTIE DE ECHIPAMENTE SI INSTALATII DE AUTOMATIZARE

ROMANIA Bucuresti, cod 71295 Bd. Mircea Eliade 18; tel: 679 45 12; 633 00 90; fax: 312 98 62
Telex: 11649 ipatc r cod 72321 Calea Floreasca 167; tel: 312 76 16; 633 00 69; fax: 312 53 92

Un partener de neînlocuit, dacă nu azi, mâine cu siguranţă.
I.P.A.-S.A. vă oferă:

CERCETARE-DEZVOLTARE

- traductoare
- acţionări electrice şi electronice de putere
- telematică
- aparatură de automatizare
- echipamente şi instalaţii de automatizare
- sisteme informatice
- standardizare
- tehnică medicală
- bunuri de consum electrotehnice şi electronice

SERVICII

- consultanţă
- livrări la cheie
- asistenţă tehnică
- montaj, PIF şi service pentru produsele proprii
- instruire şi formare personal
- analize şi încercări pentru certificarea calităţii
- încercări de fiabilitate
- editare, multiplicare, legătorie publicaţii
- reprezentare

PROIECTARE-ENGINEERING

- echipamente şi instalaţii de automatizare pentru toate ramurile economiei, învăţământ, ocrotire sănătate, administraţie, sistem bancar
- integrator de sistem pentru produsele firmelor:
  - Allen Bradley — SUA
  - Omron — Japonia
  - Klockner Moeller — Germania

PRODUCŢIE INDUSTRIALĂ

- unicate şi serii mici
- bunuri de consum